

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2000-138722  
(P2000-138722A)

(43) 公開日 平成12年5月16日 (2000.5.16)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	キーワード (参考)
H 0 4 L 27/227		H 0 4 L 27/22	B 5 K 0 0 4
7/00		7/00	F 5 K 0 4 7
27/22		27/22	C

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願平11-106601

(22) 出願日 平成11年4月14日 (1999.4.14)

(31) 優先権主張番号 特願平10-241184

(32) 優先日 平成10年8月27日 (1998.8.27)

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 神野 一平

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72) 発明者 林 芳和

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(74) 代理人 100084364

弁理士 岡本 宜喜

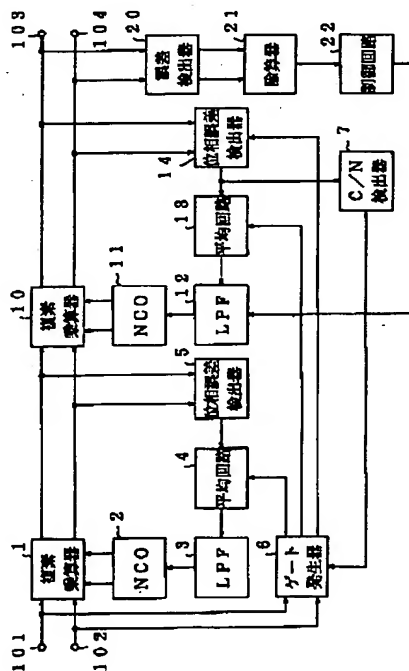
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 P S K 復調器

(57) 【要約】

【課題】 低C/N、高位相雑音の条件下において、搬送波再生回路を安定に動作させると同時に、C/Nに応じてトラッキングに使用するシンボルを切替えても、変調信号を安定に受信できるようにすること。

【解決手段】 複素乗算器1～位相誤差検出器5を有する第1の搬送波再生回路と、複素乗算器10～位相誤差検出器14、及びループフィルタである誤差検出器20～制御回路22とを有する第2の搬送波再生回路とを縦続に接続する。両搬送波再生回路の位相誤差は平均化して使用し、第1の搬送波再生回路は常にBPSK部のみでトラッキングし、第2の搬送波再生回路は受信C/Nに応じて8PSK/QPSK/BPSKでトラッキングする。そしてループフィルタの利得は復調信号の位相方向と振幅方向の平均誤差の比に応じて変化させる。



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

1

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 時分割多重された  $n$  相 P S K 変調信号を直交検波してデジタル化した I 軸及び Q 軸の信号を第 1 の入力信号とし、前記第 1 の入力信号の位相誤差を補正する信号を第 2 の入力信号とするとき、前記第 1 の入力信号と前記第 2 の入力信号とを複素乗算する複素乗算器と、

前記複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する位相誤差検出器と、

搬送波再生に使用する P S K 変調信号の入力期間は、前記位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、搬送波再生に使用しない P S K 変調信号の入力期間は前記演算結果を保持する平均回路と、

前記平均回路の出力の雑音成分を除去する低域通過フィルタと、

前記低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第 2 の入力信号として前記複素乗算器に与える数値制御発振器と、を具備することを特徴とする P S K 復調器。

【請求項 2】 時分割多重された  $n$  相 P S K 変調信号を直交検波してデジタル化した I 軸及び Q 軸の信号を第 1 の入力信号とし、前記第 1 の入力信号の位相誤差を補正する信号を第 2 の入力信号とするとき、前記第 1 の入力信号と前記第 2 の入力信号とを複素乗算する第 1 の複素乗算器と、

前記第 1 の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第 1 の位相誤差検出器と、

最低位相数の P S K 変調信号の入力期間は、前記第 1 の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、それ以外の期間は前記演算結果を保持する第 1 の平均回路と、

前記第 1 の平均回路の出力の雑音成分を除去する第 1 の低域通過フィルタと、

前記第 1 の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第 2 の入力信号として前記第 1 の複素乗算器に与える第 1 の数値制御発振器と、

前記第 1 の複素乗算器の出力を第 3 の入力信号とし、前記第 3 の入力信号の位相誤差を補正する信号を第 4 の入力信号とするとき、前記第 3 の入力信号と前記第 4 の入力信号とを複素乗算する第 2 の複素乗算器と、

前記第 2 の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第 2 の位相誤差検出器と、

搬送波再生に使用する P S K 変調信号の入力期間は、前記第 2 の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、搬送波再生に使用しない P S K 変調信号の入力期間は、前記演算結果を保持する第 2 の平均回路と、

前記第 2 の平均回路の出力の雑音成分を除去する第 2 の低域通過フィルタと、

前記第 2 の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第 4 の入力信号として

2

前記第 2 の複素乗算器に与える第 2 の数値制御発振器と、を具備することを特徴とする P S K 復調器。

【請求項 3】 時分割多重された  $n$  相 P S K 変調信号を直交検波してデジタル化した I 軸及び Q 軸の信号を第 1 の入力信号とし、前記第 1 の入力信号の位相誤差を補正する信号を第 2 の入力信号とするとき、前記第 1 の入力信号と前記第 2 の入力信号とを複素乗算する第 1 の複素乗算器と、

前記第 1 の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第 1 の位相誤差検出器と、

最低位相数の P S K 変調信号の入力期間は、前記第 1 の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、それ以外の期間は前記演算結果を保持する第 1 の平均回路と、

前記第 1 の平均回路の出力の雑音成分を除去する第 1 の低域通過フィルタと、

前記第 1 の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第 2 の入力信号として前記第 1 の複素乗算器に与える第 1 の数値制御発振器と、

20 前記第 1 の複素乗算器の出力を第 3 の入力信号とし、前記第 3 の入力信号の位相誤差を補正する信号を第 4 の入力信号とするとき、前記第 3 の入力信号と前記第 4 の入力信号とを複素乗算する第 2 の複素乗算器と、

前記第 2 の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第 2 の位相誤差検出器と、

搬送波再生に使用する P S K 変調信号の入力期間は、前記第 2 の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、搬送波再生に使用しない P S K 変調信号の入力期間は、前記演算結果を保持する第 2 の平均回路と、

30 前記第 2 の平均回路の出力の雑音成分を除去する第 2 の低域通過フィルタと、

前記第 2 の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第 4 の入力信号として前記第 2 の複素乗算器に与える第 2 の数値制御発振器と、

40 前記第 2 の複素乗算器の出力から、符号点に対する振幅方向及び位相方向の誤差を検出し、検出した振幅方向誤差と位相方向誤差の比に応じて、前記第 2 の低域通過フィルタの利得を制御する誤差検出器と、を具備することを特徴とする P S K 復調器。

【請求項 4】 時分割多重された  $n$  相 P S K 変調信号を直交検波してデジタル化した I 軸及び Q 軸の信号を第 1 の入力信号とし、前記第 1 の入力信号の位相誤差を補正する信号を第 2 の入力信号とするとき、前記第 1 の入力信号と前記第 2 の入力信号とを複素乗算する第 1 の複素乗算器と、

前記第 1 の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第 1 の位相誤差検出器と、

受信信号が階層伝送される場合、または受信状態が受信機が設定した閾値よりも悪い場合には、最低位相数の P

50

PSK変調信号の入力期間に対して前記第1の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、それ以外の期間は前記演算結果を保持し、受信信号が階層伝送されておらず、かつ受信状態が前記閾値よりも良好な場合には、全期間のPSK変調信号に対して前記第1の位相誤差検出器の出力の平均値を演算する第1の平均回路と、

前記第1の平均回路の出力の雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、

前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に与える第1の数値制御発振器と、

前記第1の複素乗算器の出力を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算する第2の複素乗算器と、

前記第2の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第2の位相誤差検出器と、

搬送波再生に使用するPSK変調信号の入力期間は、前記第2の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、搬送波再生に使用しないPSK変調信号の入力期間は、前記演算結果を保持する第2の平均回路と、

前記第2の平均回路の出力の雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、

前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に与える第2の数値制御発振器と、を具備することを特徴とするPSK復調器。

【請求項5】 時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とすると、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算する第1の複素乗算器と、

前記第1の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第1の位相誤差検出器と、

受信信号が階層伝送される場合、または受信状態が受信機が設定した閾値よりも悪い場合には、最低位相数のPSK変調信号の入力期間に対して前記第1の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、それ以外の期間は前記演算結果を保持し、受信信号が階層伝送されておらず、かつ受信状態が前記閾値よりも良好な場合には、全期間のPSK変調信号に対して前記第1の位相誤差検出器の出力の平均値を演算する第1の平均回路と、

前記第1の平均回路の出力の雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、

前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に与える第1の数値制御発振器と、

前記第1の複素乗算器の出力を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算する第2の複素乗算器と、

前記第2の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第2の位相誤差検出器と、

搬送波再生に使用するPSK変調信号の入力期間は、前記第2の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、搬送波再生に使用しないPSK変調信号の入力期間は、前記演算結果を保持する第2の平均回路と、

前記第2の平均回路の出力の雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、

前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に与える第2の数値制御発振器と、

前記第2の複素乗算器の出力から、符号点に対する振幅方向及び位相方向の誤差を検出し、検出した振幅方向誤差と位相方向誤差の比に応じて、前記第2の低域通過フィルタの利得を制御する誤差検出器と、を具備することを特徴とするPSK復調器。

【請求項6】 前記第2の平均回路は、受信信号の階層伝送の有無により、受信状態を判定するための閾値を変更し、前記閾値に応じて平均化演算に使用するPSK変調信号の位相数を選択することを特徴とする請求項2又は3記載のPSK復調器。

【請求項7】 前記第2の平均回路は、受信信号の階層伝送の有無により、受信状態を判定するための閾値を変更し、前記閾値に応じて平均化演算に使用するPSK変調信号の位相数を選択することを特徴とする請求項4又は5記載のPSK復調器。

【請求項8】 前記閾値は、受信C/Nに対応した値であることを特徴とする請求項4～7のいずれか1項記載のPSK復調器。

【請求項9】 前記閾値は、受信シンボルの誤り率に対応した値であることを特徴とする請求項4～7のいずれか1項記載のPSK復調器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル衛星放送などで使用される多相PSK(Phase Shift Keying)伝送方式の信号を復調するPSK復調器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来例のPSK復調器の構成例として、図7に示すようなものがある。またこのようなPSK復調器に輸入されるBSデジタル変調信号のフレーム構成を図8(a)に示す(信学技報 SANE97-132, SAT97-130(1998-02))。変調信号の構成は、BPSKで伝送される伝送多重制御信号(TMCC信号; Transmission Mu1

tiptlexing Configuration Control) の192シンボルと、8PSK/QPSK/BPSKのいずれかを選択して伝送される主信号207×4×48シンボルとを有しており、これらのシンボルの合計を1フレームとする。変調信号はこのようなフレームの繰返しした信号となる。なお、207×4シンボルの領域を1スロットと呼び、スロット単位で8PSK/QPSK/BPSKの変調モードを選択できる。そして各スロットの変調モードは、フレームの先頭に位置するTMCC信号を復号することで判別できる。また、207シンボルは、203+4シンボルに分解でき、この4シンボルが位相基準BPSKバーストシンボル(以下、BPSKバーストという)と呼ばれる。このBPSKバーストは、低C/Nまで搬送波再生を可能にするために設けられたものであり、決められたランダム系列によりBPSK変調される。

【0003】TMCC情報のビット配分を図9に示す。TMCC情報は8フレームで構成されるスーパーフレームに関する情報を表わしており、1スーパーフレームで図9の384ビットが伝送される。TMCC信号は受信機の動作を制御する信号であるため、送信側では2スーパーフレーム先行してTMCC情報を変更する仕様となっている。これにより受信機はダイナミックな変調方式の変更等に対して破綻なく追従することができる。

【0004】図9で「変更指示」はTMCC変更毎にインクリメントするカウンタであり、バージョン番号が記載される。「伝送モード/スロット情報」にはフレームに割り当てられる変調方式とそのスロット数が記載される。「相対TS/スロット情報」には各スロットに割り当てられる0~7のTS識別子が記載される。「相対TS/TS番号対応表」には、「相対TS/スロット情報」で割り当てられたTS識別子と実際のTS\_IDとの対応表が記載される。「送受信制御情報」には緊急放送用起動制御信号およびアップリンク制御信号が記載される。「拡張情報」は将来の拡張用に設けられた情報の領域である。

【0005】1フレーム内では最大4種類の変調方式を時分割多重することが可能である。受信機では復号したTMCC情報の「伝送モード/スロット情報」を参照することにより、フレーム内での変調方式の切り替わり時刻を知ることができるので、破綻なく復調処理を行うことができる。また、現在複数の変調方式が同時に使用されているかどうか、つまり階層伝送がされているかどうかを知ることができる。また複数のトランスポート・ストリーム(TS)を、衛星の1中継器で伝送することが可能である。受信機では「伝送モード/スロット情報」および「相対TS/スロット情報」を参照することにより、各TSが階層伝送されているかどうかを知ることができる。

【0006】このような変調信号が入力されるとして、

図7に示すPSK復調器の動作を説明する。なお、本図において太実線は複素信号であることを示す。入力端子51から入力された変調信号は、直交検波器52で90度位相の異なる局部発振信号により直交検波され、同相軸(I軸)および直交軸(Q軸)のベースバンド信号に変換される。そして、図示しないA/D変換器にてデジタル化されて複素乗算器53に入力される。複素乗算器53は、受信した変調信号の搬送波周波数と、パラボラアンテナに実装されているコンバータ及び受信機の局部発振器の発振周波数の差を補正するAFCループの一部として動作する。

【0007】複素乗算器53の出力は、帯域制限フィルタ54に入力され、I軸とQ軸の信号に対して独立に同じルートロールオフ特性のフィルタ処理が施され、符号間干渉が除去される。帯域制限フィルタ54の出力が周波数誤差検出器57に入力されると、周波数誤差検出器57は例えば遅延検波方式により周波数誤差を算出する。これは1シンボル前の受信ベクトルの複素共役と、現在の受信ベクトルとの複素乗算を行うことにより、1シンボルの時間におけるベクトルの回転角度、すなわち搬送波の周波数誤差を求める方法である。

【0008】周波数誤差検出器57では、周波数誤差を求める演算を全てのシンボルに対して行っているが、低C/NにおいてもAFC動作を可能とするためには、BPSK期間のみから求めた周波数誤差信号を利用することが必要である。常にBPSKであることが保証されている領域は、前述したようにTMCCとBPSKバーストである。従って保持回路56は、タイミング生成回路59からの制御により周波数誤差検出器57の出力方法を制御する。即ち、TMCCとBPSKバーストの期間のみ周波数誤差検出器57の出力を通過させて、それ以外の期間は零を出力するか、又はTMCCとBPSKバーストの期間のみ周波数誤差検出器57の出力を通過させて、それ以外の期間は最も近い過去の周波数誤差を保持するように制御する。

【0009】数値制御発振器55(NCO: Numerically Controlled Oscillator)では、保持回路56からの周波数誤差信号を低域通過フィルタに通し、雑音成分を除去する。そして、NCO55内部の累積加算器で周波数誤差信号を積分し、瞬時周波数から瞬時位相に変換する。そして更に内蔵するROMテーブルなどを用いて、互いに直交する正弦波成分と余弦波成分とに変換する。次にNCO55の出力を複素乗算器53に入力することで、入力変調信号の搬送波の周波数誤差を補正する。こうしてAFCループの機能が達成される。

【0010】一方、帯域制限フィルタ54の出力は複素乗算器60にも入力される。複素乗算器60は、前段のAFCループの出力信号に対して、位相同期を確立する搬送波再生ループの機能の一部を達成するものである。複素乗算器60の出力は、位相同期確立後のI、Qのベ

ースバンド信号として出力端子64に出力され、またこれと同時に位相誤差検出器63にも与えられる。

【0011】位相誤差検出器63は、シンボル毎に最も近い符号点（理想受信点）からの位相誤差を算出し、その結果を保持回路62に出力する。保持回路62では、タイミング生成回路59からの制御により、位相誤差の算出が許可されるシンボルについてのみ、位相誤差検出器63の出力をNCO61に与える。また保持回路62は、位相誤差の算出が許可されないシンボルについては、直前の許可されていたシンボルの位相誤差を保持してNCO61に与える。NCO61の構成はNCO55の構成と同じである。NCO61の出力する直交正弦波は、複素乗算器60に入力されて、前段のAFCループの出力信号の搬送波に対して、微少な周波数誤差と位相誤差の補正をするのに用いられる。

【0012】一方、フレーム同期回路58は、帯域制限フィルタ54の出力信号が入力されると、復調部の位相同期が確立する前にフレーム同期を確立する必要があるため、遅延検波を行う。この遅延検波では、先ずTMC部分に含まれるフレーム同期信号の差動符号化パターンを探す。そして差動符号化フレーム同期信号を検出すると、前方保護及び後方保護によって信頼性の高いフレーム同期信号を再生する。

【0013】再生されたフレーム同期信号を基準として、タイミング生成回路59はゲート信号を生成して保持回路56、62に与える。引き込み時や低C/N時には、タイミング生成回路59は図8(b)に示すようなゲート信号を出力する。即ち低C/N時ではBPSKでの伝送が保証されているTMCCと、BPSKバーストの期間のみでゲートを開く。また、8PSKの伝送が可能なC/N領域では、図8(c)に示すようなゲート信号を出力する。即ち、高C/N時では全シンボルに対してゲートを開く。C/Nが劣化し、8PSKの伝送が行えない状態になると、TMCCの復号結果に基づいて、QPSKやBPSKのスロットが伝送されている場合にはそのスロットでのみゲートを開く。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】PSK復調器においては、8PSK/QPSK/BPSKの時分割多重変調信号を受信するので、伝送路のC/Nが0dB付近まで安定に変調信号を受信できるようにする必要がある。また、アナログB放送に使用されている既設のパラボラアンテナを利用して、デジタル放送を受信することを想定すると、位相雑音特性の悪い旧型のコンバータでも変調信号を安定に受信できるよう、PSK復調器の機能を向上する必要がある。

【0015】しかしながら従来例の構成では、位相雑音特性が悪く、かつ伝送路のC/Nが低い場合には、TMCCとBPSKバースト以外の位相誤差信号が得られない期間で、搬送波再生ループが不安定になり、安定した

受信ができなくなるという問題点があった。

【0016】また、受信時のC/Nに応じて、搬送波再生ループの位相誤差検出に用いるシンボルに段階的に制限を加えるとする。例えば検出に用いるシンボル数を、高C/Nから低C/Nにかけて、8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSKに、更にBPSKに制限を加えるとする。このような条件でC/N値が変化するとき、位相数の大きいPSK信号から生成した信頼性の低い位相誤差と、位相数の小さいPSK信号から生成した信頼性の高い位相誤差との間で極性が異なってしまう場合が発生する。この場合は搬送波再生ループが破綻するという問題点が生じる。

【0017】破綻する理由を図10を用いて説明する。図10は搬送波再生ループの位相誤差検出器において検出される受信シンボル(○で示す)と、各符号点(●で示す)との位相誤差との関係を示す説明図である。図10(a)は搬送波再生ループで8PSK+QPSK+BPSKの全シンボルをトラッキングに使用できる状態、即受信C/Nの高い場合の説明図である。このとき、位相誤差 $\phi_{err}$ は8PSKの位相誤差検出が可能な範囲 $\pm \pi/8$ よりも小さいので、受信シンボルが時分割多重されている8PSK及びQPSKのいずれであっても、位相誤差検出器は正しい位相誤差 $\phi_{err}$ を検出することができる。従って搬送波再生ループは正常に動作する。

【0018】一方、図10(b)は搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSKに制限する境界付近の受信C/Nの低い場合の説明図である。このようなC/N領域では、位相誤差 $\phi_{err}$ が8PSKの位相誤差検出が可能な範囲 $\pm \pi/8$ を超える場合もあり、図10(b)はその場合の受信シンボル位置を図示している。このとき、受信シンボルがQPSKの場合には正しい位相誤差 $\phi_{err}$ を検出できるが、受信シンボルが8PSKの場合には本来の位相誤差 $\phi_{err}$ ではなく、誤った位相誤差である $-(\pi/4 - \phi_{err})$ が位相誤差として検出されてしまう。従って時分割多重されている8PSKとQPSKが、それぞれ反対符号の位相誤差を搬送波再生部へ出力することになり、搬送波再生ループが破綻してしまう。

【0019】また、位相雑音特性の悪いコンバータに対応するために、搬送波再生ループの利得を高い値に設定すると、ループ雑音が増大し、位相雑音特性が良い場合でも低C/Nでの受信ができなくなるという問題点があった。

【0020】また、トラッキングに用いるシンボルを受信C/Nに応じて変更しても搬送波再生ループを破綻させないために、2段の縦続接続した搬送波再生ループの1段目を、階層伝送の有無にかかわらずTMCCとBPSKバースト部分のみでトラッキングさせることにすると、階層伝送されておらず、搬送波再生ループが破綻し

ない場合においても、1段目の搬送波再生ループのトラッキング精度が低下して、高C/N領域でのビット誤り率が劣化するという問題点があった。

【0021】また、この2段の縦続接続した搬送波再生ループの2段目において、階層伝送の有無にかかわらず、設定された受信C/Nでトラッキングに用いるシンボルを変更すると、切替え点においてビット誤り率が不連続に劣化するため、階層伝送されていない場合でも切替え点で受信不能になるという問題点があった。

【0022】本発明は、このような従来の問題点に鑑みてなされたものであって、請求項1の発明は、低C/N、かつ、高位相雑音の条件下でも安定に受信可能とすることを目的とする。

【0023】また、請求項2の発明は、請求項1の目的に加えて、受信C/Nに応じて搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを段階的に制限しても、安定に受信できるようにすることを目的とする。

【0024】また、請求項3の発明は、請求項1、2の目的に加えて、受信信号に含まれる位相雑音量に応じて搬送波再生ループの利得を、自動的に最適値になるように制御することを目的とする。

【0025】また、請求項4及び5の発明は、請求項1、2、3の目的に加えて、階層伝送されていない場合に、高C/N領域でのビット誤り率を改善することを目的とする。

【0026】また、請求項6及び7の発明は、請求項1、2、3の目的に加えて、階層伝送されていない場合に、トラッキングの切替えC/N付近でのビット誤り率を改善することを目的とする。

【0027】また、請求項8の発明は、請求項4～7の目的に加えて、受信状態を判定する閾値を、受信C/Nに対応させることを目的とする。

【0028】また、請求項9の発明は、請求項4～7の目的に加えて、受信状態を判定する閾値を、信号の再生誤り率に対応させることを目的とする。

【0029】

【課題を解決するための手段】本願の請求項1の発明は、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とすると、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算する複素乗算器と、前記複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する位相誤差検出器と、搬送波再生に使用するPSK変調信号の入力期間は、前記位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、搬送波再生に使用しないPSK変調信号の入力期間は前記演算結果を保持する平均回路と、前記平均回路の出力の雑音成分を除去する低域通過フィルタと、前記低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第2の入力信号として前記複素乗算器に与える第1の数値制御発振器と、前記第1の複素乗算器の出力を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算する第2の複素乗算器と、前記第2の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第2の位相誤差検出器と、搬送波再生に使用するPSK変調信号の入力期間は、前記第2の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、搬送波再生に使用しないPSK変調信号の入力期間は前記演算結果を保持する第2の平均回路と、前記第2の平均回路の出力の雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に与える第2の数値制御発振器と、を具備することを特徴とするものである。

算器に与える数値制御発振器と、を具備することを特徴とするものである。

【0030】本願の請求項2の発明は、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とすると、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算する第1の複素乗算器と、前記第1の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第1の位相誤差検出器と、最低位相数のPSK変調信号の入力期間は、前記第1の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、それ以外の期間は前記演算結果を保持する第1の平均回路と、前記第1の平均回路の出力の雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に与える第1の数値制御発振器と、前記第1の複素乗算器の出力を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算する第2の複素乗算器と、前記第2の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第2の位相誤差検出器と、搬送波再生に使用するPSK変調信号の入力期間は、前記第2の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、搬送波再生に使用しないPSK変調信号の入力期間は、前記演算結果を保持する第2の平均回路と、前記第2の平均回路の出力の雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に与える第2の数値制御発振器と、を具備することを特徴とするものである。

【0031】本願の請求項3の発明は、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とすると、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算する第1の複素乗算器と、前記第1の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第1の位相誤差検出器と、最低位相数のPSK変調信号の入力期間は、前記第1の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、それ以外の期間は前記演算結果を保持する第1の平均回路と、前記第1の平均回路の出力の雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に与える第1の数値制御発振器と、前記第1の複素乗算器の出力を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算



する第2の複素乗算器と、前記第2の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第2の位相誤差検出器と、搬送波再生に使用するPSK変調信号の入力期間は、前記第2の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、搬送波再生に使用しないPSK変調信号の入力期間は、前記演算結果を保持する第2の平均回路と、前記第2の平均回路の出力の雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に与える第2の数値制御発振器と、前記第2の複素乗算器の出力から、符号点に対する振幅方向及び位相方向の誤差を検出し、検出した振幅方向誤差と位相方向誤差の比に応じて、前記第2の低域通過フィルタの利得を制御する誤差検出器と、を具備することを特徴とするものである。

【0032】本願の請求項4の発明は、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とするとき、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算する第1の複素乗算器と、前記第1の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第1の位相誤差検出器と、受信信号が階層伝送される場合、または受信状態が受信機が設定した閾値よりも悪い場合には、最低位相数のPSK変調信号の入力期間に対して前記第1の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、それ以外の期間は前記演算結果を保持し、受信信号が階層伝送されておらず、かつ受信状態が前記閾値よりも良好な場合には、全期間のPSK変調信号に対して前記第1の位相誤差検出器の出力の平均値を演算する第1の平均回路と、前記第1の平均回路の出力の雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に与える第1の数値制御発振器と、前記第1の複素乗算器の出力を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とするとき、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算する第2の複素乗算器と、前記第2の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第2の位相誤差検出器と、搬送波再生に使用するPSK変調信号の入力期間は、前記第2の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、搬送波再生に使用しないPSK変調信号の入力期間は、前記演算結果を保持する第2の平均回路と、前記第2の平均回路の出力の雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に与える第2の数値制御発振器と、を具備することを特徴とするものである。

【0033】本願の請求項5の発明は、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とするとき、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算する第1の複素乗算器と、前記第1の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第1の位相誤差検出器と、受信信号が階層伝送される場合、または受信状態が受信機が設定した閾値よりも悪い場合には、最低位相数のPSK変調信号の入力期間に対して前記第1の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、それ以外の期間は前記演算結果を保持し、受信信号が階層伝送されておらず、かつ受信状態が前記閾値よりも良好な場合には、全期間のPSK変調信号に対して前記第1の位相誤差検出器の出力の平均値を演算する第1の平均回路と、前記第1の平均回路の出力の雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に与える第1の数値制御発振器と、前記第1の複素乗算器の出力を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とするとき、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算する第2の複素乗算器と、前記第2の複素乗算器の出力から再生搬送波の位相誤差を検出する第2の位相誤差検出器と、搬送波再生に使用するPSK変調信号の入力期間は、前記第2の位相誤差検出器の出力の平均値を演算し、搬送波再生に使用しないPSK変調信号の入力期間は、前記演算結果を保持する第2の平均回路と、前記第2の平均回路の出力の雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて再生搬送波を生成し、前記再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に与える第2の数値制御発振器と、前記第2の複素乗算器の出力から、符号点に対する振幅方向及び位相方向の誤差を検出し、検出した振幅方向誤差と位相方向誤差の比に応じて、前記第2の低域通過フィルタの利得を制御する誤差検出器と、を具備することを特徴とするものである。

【0034】本願の請求項6の発明は、請求項2又は3のPSK復調器において、前記第2の平均回路は、受信信号の階層伝送の有無により、受信状態を判定するための閾値を変更し、前記閾値に応じて平均化演算に使用するPSK変調信号の位相数を選択することを特徴とするものである。

【0035】本願の請求項7の発明は、請求項4又は5のPSK復調器において、前記第2の平均回路は、受信信号の階層伝送の有無により、受信状態を判定するための閾値を変更し、前記閾値に応じて平均化演算に使用するPSK変調信号の位相数を選択することを特徴とするものである。



【0036】本願の請求項8の発明は、請求項4～7のいずれか1項のPSK復調器において、前記閾値は、受信C/Nに対応した値であることを特徴とするものである。

【0037】本願の請求項9の発明は、請求項4～7のいずれか1項のPSK復調器において、前記閾値は、受信シンボルの誤り率に対応した値であることを特徴とするものである。

【0038】尚、時分割多重されたn相PSK変調信号は、例えばBPSK、QPSK、8PSKで構成され、各PSKの伝送多重制御信号をTMCCとすると、1フレームの先頭にBPSKでTMCCが伝送され、データのスロット間にBPSKバーストが伝送されるBSデジタル放送に適用されるものとする。

【0039】請求項1の構成によれば、低C/N時において位相誤差信号が得られないTMCCとBPSKバースト部分以外での受信時刻には、最も近い過去のTMC C又はBPSKバースト部分での位相誤差信号の平均値で搬送波再生ループを動作させる。

【0040】また請求項2の構成によれば、請求項1の構成の搬送波再生ループを2段縦続に接続し、1段目の搬送波再生ループは受信C/NによらずTMCCとBPSKバースト部分での位相誤差信号のみでループを動作させ、2段目の搬送波再生ループは受信C/Nに応じて8PSK/QPSK/BPSKのシンボルを段階的に制限して用いて位相誤差信号を得てループを動作させる。

【0041】請求項3の構成によれば、入力信号の位相雑音を、復調信号の符号点からの振幅方向及び位相方向の誤差の比によって検出して、2段目の搬送波再生ループのループ利得を最適な値に自動的に調整する。

【0042】請求項4又は5の構成によれば、階層伝送されておらず高C/Nの場合に、2段の搬送波再生ループの1段目において全シンボルで搬送波再生ループのトラッキングを行う。

【0043】請求項6又は7の構成によれば、階層伝送されていない場合に、2段の搬送波再生ループの2段目において、搬送波再生ループのトラッキング切替えC/Nを、低C/N側にシフトする。

【0044】請求項8の構成によれば、受信状態を判定する閾値を、受信C/Nに対応させる。

【0045】請求項9の構成によれば、受信状態を判定する閾値を、信号の再生誤り率に対応させる。

【0046】

【発明の実施の形態】以下、本発明の各実施の形態におけるPSK復調器について、図面を参照しつつ説明する。

（実施の形態1）本発明の実施の形態1におけるPSK復調器のブロック図を図1に示す。このPSK復調器は、複素乗算器1、NCO2、低域通過フィルタ（LPF）3、平均回路4、位相誤差検出器5、ゲート発生器

6、C/N検出器7、I軸信号の入力端子101、Q軸信号の入力端子102、I軸復調信号の出力端子103、Q軸復調信号の出力端子104を含んで構成される。

【0047】尚、本実施の形態のPSK復調器の構成は、直交検波、AFCループまでは図7に示す従来例と同じであるので、これらの部分は図示を省略している。即ち、図7に示す直交検波器52、複素乗算器53、帯域制限フィルタ54、周波数誤差検出器57、保持回路56、NCO55で構成される部分は共通であり、図1の入力端子101、102には、図7の帯域制限フィルタ54の出力信号が入力されるものとする。

【0048】搬送波の周波数誤差が補正された複素ベースバンド信号は、図1の入力端子101及び102を介して複素乗算器1に入力される。複素乗算器1は、搬送波再生ループにより制御されたNCO2の出力と、複素ベースバンド信号との複素乗算により、微小な周波数誤差と位相誤差を補正し、位相同期を確立した復調信号を出力するものである。

【0049】複素乗算器1で位相同期が確立したI、Qベースバンド信号は、夫々出力端子103、104から出力されると同時に、位相誤差検出器5に入力される。位相誤差検出器5は、入力された複素信号と最も近い符号点との位相誤差を検出して出力する。なお、位相誤差検出器5は、ゲート発生器6からの制御信号により、時分割多重伝送される8PSK/QPSK/BPSKに対応して、符号点の位相数を8/4/2と切り替える。

【0050】平均回路4は、位相誤差検出器5の出力をNシンボル毎に平均して出力する。例えば図8のフレーム構造の変調信号を受信する場合は、4シンボル毎の平均を出力する。こうすると、引き込み時や低C/N時でTMCCとBPSKバーストのみのシンボルしか搬送波再生に使用できない場合も、BPSK部分のみで算出した位相誤差が得られる。なお、シンボル毎の位相誤差を使用するか捨てるかは、ゲート発生器6からのゲート信号により決定される。算出した平均値は、次の4シンボルの位相誤差の平均値が演算できるまでの期間、平均回路4で保持される。例えば、図8(b)に示すゲート信号（低C/N時）の場合は、m番目のBPSKバースト4シンボルに続く203シンボルと、(m+1)番目のBPSKバースト4シンボルの合計207シンボルの期間は、m番目のBPSKバースト部分での位相誤差の平均値を保持する。

【0051】なお、平均値の算出方法として、例えば位相誤差検出器5の出力が8ビットのデジタル信号で与えられ、4シンボルの平均を求めるときは、10ビットの累積加算器を用意する。これに4シンボル分の各8ビットデータを加算すると、最大10ビットの結果が得られるので、その上位8ビットを取り出すことで容易に平均値が得られる。

【0052】平均回路4の出力はLPF3に入力されて雑音成分が除去される。LPF3の構成を図4に示す。この構成は所謂完全積分型のLPFである。LPF3は乗算器301、302、加算器303、305、ラッチ回路(D)304を含んで構成される。ラッチ回路304はシンボルクロックに同期して加算器303の出力を保持するラッチ回路であり、その出力は加算器305と303に与えられる。図1の平均回路4の出力が乗算器301、302に入力されると、乗算器301では定数 $\alpha$ が乗算されて加算器305に入力され、乗算器302では定数 $\beta$ が乗算され、加算器303に入力される。加算器303とラッチ回路304とは累積加算器を構成している。加算器305での加算結果はLPF3の出力となって図1のNCO2に入力される。なお、乗算器301、302の機能は、定数 $\alpha$ 、 $\beta$ の値が2のべき乗の場合、乗算器への入力信号をビット単位でシフトして出力することで容易に実現できる。

【0053】NCO2の構成を図5に示す。本図に示すようにNCO2は、累積加算器203、ROM201、ROM202を含んで構成される。ROM201は位相入力を入力をCOS値に変換するROMテーブルである。ROM202は位相入力を入力をSIN値に変換するROMテーブルである。図5のNCO2に入力された瞬時周波数誤差信号は、累積加算器203で積分されて瞬時位相信号となる。この瞬時位相信号は、ROM201、202により複素ベクトルに変換されて、図1の複素乗算器1へ入力される。以上で搬送波再生の負帰還ループが構成され、搬送波の位相同期が確立される。

【0054】さて図1のC/N検出器7は位相誤差検出器5の出力より、受信C/N情報を抽出するものである。即ち、C/N検出器7は、位相誤差検出器5の出力の符号点からのずれの絶対値の平均を用いて(符号点からのずれの自乗平均でも良い)C/Nを検出して、その結果をゲート発生器6へ出力する。なお、C/N検出器7は、低C/Nから高C/Nまでの検出を可能とするために、BPSK期間のみをモニタするものとする。

【0055】次にゲート発生器6は、図7のフレーム同期回路58とタイミング生成回路59の機能を合わせたものである。即ち、複素乗算器1の入力信号を遅延検波することにより、搬送波の周波数同期及び位相同期前にフレーム同期信号の差動符号化パターンを検出し、前方及び後方保護によって信頼性の高いフレーム同期信号を再生する。ゲート発生器6は、再生されたフレーム同期信号を基準として、図8(b)、(c)に示すようなゲート信号を生成し、図1の平均回路4へ出力する。このゲート信号は、C/N検出器7から得られる受信C/N情報に応じて、位相誤差を生成可能なシンボル期間のみで位相誤差を求め、それ以外の期間はその値を保持するように平均回路4に指示する信号である。引き込み時や低C/N時には、図8(b)のゲート信号に示すよう

に、BPSKでの伝送が保証されているTMCCとBPSKバーストの期間のみでゲートを開く。また、8PSKの伝送が可能なC/N領域では、図8(c)のゲート信号に示すように、全シンボルに対してゲートを開く。C/Nが8PSKの伝送が行えないような値の場合は、TMCCの復号結果に基づいて、QPSKやBPSKのスロットが伝送されている場合には、そのスロットではゲートを開くようにする。またゲート発生器6は、以上の動作と同時に、TMCC信号を復号した情報に基づいて、受信信号が8PSK/QPSK/BPSKの何れであるかを位相誤差検出器5にリアルタイムに指示する。

【0056】以上のように本実施の形態によれば、低C/N時において位相誤差信号が得られないTMCCとBPSKバースト部分以外での受信時刻には、最も近い過去のTMCC又はBPSKバースト部分での位相誤差信号の平均値を用いて搬送波再生ループを動作させることができる。このため、低C/N、高位相雑音の条件下においても、安定に搬送波再生を行うことができる。なお、低C/Nまで搬送波再生を安定に動作させるために、受信C/Nの低下に応じてLPF3の利得を下げる(定数 $\alpha$ 、 $\beta$ を小さくする)ことも有効である。

【0057】(実施の形態2)次に本発明の実施の形態2におけるPSK復調器について説明する。本実施の形態におけるPSK復調器のブロック図を図2に示す。このPSK復調器には、第1の搬送波再生ループとして第1の複素乗算器1、第1のNCO2、第1の低域通過フィルタ(LP F)3、第1の平均回路4、第1の位相誤差検出器5が設けられ、第2の搬送波再生ループとして第2の複素乗算器10、第2のNCO11、第2のLP F12、第2の平均回路13、第2の位相誤差検出器14が設けられている。更にこのPSK復調器には、ゲート発生器6、C/N検出器7、I軸信号の入力端子101、Q軸信号の入力端子102、I軸復調信号の出力端子103、Q軸復調信号の出力端子104が設けられている。

【0058】直交検波、AFCループまでの構成は図7に示す構成と同じであるので、これらの部分は図示を省略している。即ち、図7の直交検波器52、複素乗算器53、帯域制限フィルタ54、周波数誤差検出器57、保持回路56、NCO55で構成される部分は共通であり、図2の入力端子101、102には、図7の帯域制限フィルタ54の出力信号が入力されるものとする。

【0059】図2において、複素乗算器1、位相誤差検出器5、平均回路4、LPF3、NCO2で構成される1段目の搬送波再生ループは、実施の形態1と同じであるので説明を省略する。またゲート発生器6、C/N検出器7の機能も実施の形態1と同じである。唯一の違いは、位相誤差検出器5が常にBPSKモードで動作している点である。このためゲート発生器6から位相誤差検出器5への制御信号はない。

【0060】また、複素乗算器10、位相誤差検出器14、平均回路13、LPF12、NCO11で構成される第2の搬送波再生ループも、各々の構成要素の機能を含めて実施の形態1と同じである。唯一、LPF12の構成はLPF3とは異なっており、その構成例を図6に示す。このLPF12では、平均回路13からの出力に対して乗算器1201において定数 $\gamma$ を乗算して、図2のNCO11に出力するようになっている。

【0061】搬送波の周波数誤差が補正された複素ベースバンド信号は、入力端子101及び102を介して第1の搬送波再生ループに入力される。第1の搬送波再生ループは、実施の形態1の場合とは異なり、受信C/Nに無関係に常にTMCCとBPSKバースト部分のみで位相誤差信号を生成して搬送波再生を行う。つまり、ゲート発生器6から平均回路4へのゲート信号は、図8(b)のゲート信号に固定される。

【0062】第1の搬送波再生ループは狭帯域ループとして動作するため、第1の搬送波再生ループでは位相同期は確立するが、受信信号の位相雑音成分が大きい場合は、復調出力信号の位相方向のジッタが大きくなる。ただし、第1の搬送波再生ループでは、受信C/Nの低下に応じて搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを、8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSK、更にBPSKへと段階的に制限する必要がなくなり、切り替えC/N付近における搬送波再生ループの破綻を防止できる効果がある。

【0063】第2の搬送波再生ループには、第1の搬送波再生ループの出力信号が与えられる。第2の搬送波再生ループはゲート発生器6とC/N検出器7とを用い、実施の形態1と同様に、C/Nに応じて8PSK/QPSK/BPSKのシンボルを段階的に制限して位相誤差信号を得る方法で動作する。第2の搬送波再生ループは、図6のLPF12の構成からも判るように、広帯域ループとなる。また、LPF12の内部には積分項がないために過去に受信したシンボルの影響を受けず、受信C/Nの低下に応じて搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを、8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSK、更にBPSKへと段階的に制限しても、切り替えC/N付近における搬送波再生ループの破綻が発生し難いといえる。従って第1の搬送波再生ループから通過した位相雑音成分による位相方向のジッタ成分を効果的に補正し、位相同期を確立した復調信号を出力端子103、104へ出力することができる。

【0064】以上のように本実施の形態によれば、搬送波再生ループを2段階的に接続し、1段目の搬送波再生ループは、C/NによらずTMCCとBPSKバースト部分での位相誤差信号のみでループを動作させ、2段目の搬送波再生ループは、C/Nに応じて8PSK/QPSK/BPSKのシンボルを段階的に制限して位相誤差信号を得てループを動作させるようにしている。こうし

て低C/Nかつ高位相雑音の条件下でも、変調信号を安定に受信可能とすると同時に、C/Nに応じて2段目の搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを切り替えても、安定に変調信号を受信することができる。

【0065】なお、図2の平均回路4、13を削除すると、低C/Nかつ高位相雑音の条件下での復調器の性能は若干低下する。しかし許容できるならば、削除した構成も可能である。また、低C/Nまで搬送波再生を安定に動作させるために、受信C/Nの低下に応じてLPF3の利得(定数 $\alpha$ 、 $\beta$ )と、LPF12の利得(定数 $\gamma$ )を下げることも有効である。

【0066】(実施の形態3)次に本発明の実施の形態3におけるPSK復調器について説明する。本実施の形態におけるPSK復調器のブロック構成を図3に示す。このPSK復調器には、実施の形態2の場合と同様に第1の搬送波再生ループとして、第1の複素乗算器1、第1のNCO2、第1の低域通過フィルタ(LP F)3、第1の平均回路4、第1の位相誤差検出器5が設けられている。またこのPSK復調器には、第2の搬送波再生ループとして、第2の複素乗算器10、第2のNCO11、第2のLPF12、第2の平均回路13、第2の位相誤差検出器14に加えて、誤差検出器20、除算器21、制御回路22が設けられている。またPSK復調器には、図2に示すものと同様にゲート発生器6、C/N検出器7、I軸信号の入力端子101、Q軸信号の入力端子102、I軸復調信号の出力端子103、Q軸復調信号の出力端子104が設けられている。

【0067】誤差検出器20、除算器21、制御回路22以外の部分の動作は、実施の形態2と同様なので、説明を省略する。第2の搬送波再生ループの復調出力信号が誤差検出器20に入力されると、誤差検出器20は、最も近い符号点との振幅方向及び位相方向の誤差の絶対値の平均を求める(自乗平均でもよい)。尚、位相方向の誤差は位相誤差検出器14から得てもよい。この誤差を検出するシンボルは、低C/Nまでの検出を可能とするために、BPSKシンボルに限定する。

【0068】除算器21では、位相方向の誤差の絶対値の平均を $\theta_{err}$ とし、振幅方向の誤差の絶対値の平均を $R_{err}$ とすると、除算により比 $\theta_{err}/R_{err}$ を求める。観測されるコンスタレーションと $\theta_{err}/R_{err}$ の関係を図11に示す。制御回路22では、受信状態を判定するための閾値THLを設定し、図11(a)に示すように $\theta_{err}/R_{err} > THL$ の場合は、位相方向に復調信号が広がっているのを、位相雑音によるジッタが大きいと判断する。そして第2の搬送波再生ループのLPF12の利得を上げる( $\gamma$ を大きくする)。逆に、図11(b)に示すように $\theta_{err}/R_{err} < THL$ の場合は、位相雑音によるジッタは小さいと判断し、LPF12の利得を下げる( $\gamma$ を小さくする)。

【0069】以上のように本実施の形態によれば、実施の形態2の効果に加えて、受信信号の位相雑音量に応じて、常に最適なループ利得を自動的に設定することができる。なお、平均回路4、13を削除すると、低C/Nかつ高位相雑音の条件での復調器の性能は若干低下する。しかし許容できるならば、削除した構成も可能である。なお、低C/Nまで搬送波再生を安定に動作させるために、受信C/Nの低下に応じてLPF3の利得(定数 $\alpha$ 、 $\beta$ )と、LPF12の利得(定数 $\gamma$ )を下げることも有効である。また、誤差検出器20、除算器21、制御回路22の機能の全て又は一部を、マイクロコンピュータ等を用いてソフトウェアで実行してもよい。

【0070】なお、以上の実施の形態では、PSK変調信号に対して位相雑音の影響を $\theta_{err}/R_{err}$ によって検出する方法を示した。しかし、他のQAM等の変調方式でも位相雑音の影響を同様に検出することができる。例えばQAMではI、Q軸上にシンボルがないので、直線 $I=-Q$ 、 $I=Q$ 上のシンボルに限定して $\theta_{err}$ 、 $R_{err}$ を求めるようにすると、演算が容易である。これらの直線 $I=-Q$ 、 $I=Q$ 上のシンボルは、45度回転させるという比較的簡単な演算により、I軸、Q軸上に移動させることができるからである。

【0071】ここで、実施の形態2、3のゲート発生器6において、搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを受信C/Nの低下に応じて制限する方法について、数種類の変形例を補足説明する。

【0072】まず、C/Nに応じたシンボルの制限方法について、これまで述べてきた基本形を更に詳細に説明する。常に存在し、常にBPSK伝送が保証されているTMCCとBPSKバースト部分のシンボルについては、全てのC/N領域に渡ってBPSKをトラッキングに使用する。また高C/N領域では、8PSKとQPSKとBPSKの全スロットをトラッキングに使用する。中C/N領域では、8PSK以外のスロット、すなわちQPSKとBPSKのスロットをトラッキングに使用するが、それらの変調モードが含まれない場合は、TMCCとBPSKバースト部分のみをトラッキングに使用する。同様に低C/N領域では、BPSKスロットのみをトラッキングに使用するが、BPSKスロットが含まれない場合は、TMCCとBPSKバースト部分のみをトラッキングに使用する。なお、QPSKには5種類の符号化率が使用可能であるが、トラッキングに際しては符号化率による区別はせずに、全てのQPSKスロットとして同等に扱う。

【0073】まず、1段目の搬送波再生ループに注目する。1段目の搬送波再生ループは、8PSK、QPSK、BPSKが時分割多重で混在する場合、すなわち階層伝送されている場合は、前述したようにトラッキングに使用するシンボルを受信C/Nに応じて、8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSK、更にBP

SKへと段階的に制限すると、トラッキングの切り替えC/N付近において破綻が生じ易い。ただし、階層伝送されていない場合は、全てのスロットが8PSKであり、TMCCとBPSKバースト部分のBPSKを除けば、変調方式の混在がない。従って高C/N領域で全シンボルをトラッキングに使用しても、トラッキングの切り替えC/N付近、すなわち高C/Nと中C/Nの境界においては破綻が生じることは少ない。

【0074】従来例で説明したように受信機では、復号したTMCC情報の「伝送モード/スロット情報」を参照することにより、複数の変調方式が同時に使用されているかどうか、つまり階層伝送がされているかどうかを知ることができる。そこで「伝送モード/スロット情報」の復号結果により階層伝送されていないと判明した場合は、1段目の搬送波再生ループも高C/N領域では全シンボルを用いてトラッキングするように変更する。ただし、階層伝送されていると判明した場合には、上記実施の形態2、3で述べたように全C/N領域に渡ってTMCCとBPSKバーストのみでトラッキングを行う。このような適応的な処理により、階層伝送されていない場合は、高C/N領域では全シンボルによるトラッキングを行うことにより、トラッキング精度が向上してビット誤り率が改善される。このような制御方法を(方法1)と呼ぶ。

【0075】次に、2段目の搬送波再生ループに注目する。2段目の搬送波再生ループは、トラッキングに使用するシンボルを、受信C/Nに応じて8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSK、更にBPSKへと段階的に制限しても、トラッキングの切り替えC/N付近において破綻し難い。ただし、トラッキングに使用するシンボル数の減少によりトラッキング精度が劣化するので、切替えC/N付近で不連続にビット誤り率が劣化する。

【0076】図12は8PSKスロット(高階層)の受信C/N対ビット誤り率特性を示したグラフである。図の実線は高C/Nと中C/Nの切替え点を、 $C/N=C/N_0$ に設定している場合である。そこで階層伝送されていない場合は、切替えC/Nを $C/N_0$ より低C/N側の $C/N_1$ にシフトして、ビット誤り率を改善することを考える。

【0077】受信機ではTMCC情報の「伝送モード/スロット情報」および「相対TS/スロット情報」を参照することにより、衛星の一つの中継器で伝送されている複数のTSの各TS毎に、階層伝送されているかどうかを知ることができる。さらに「相対TS/TS番号対応表」を参照することにより、現在選択しているTSとの対応をつけることができる。このプロセスで現在選択しているTSが階層伝送されていないと判明した場合には、2段目の搬送波再生ループでトラッキング方法を切り換える高C/Nと中C/Nの切替え点を、図12のC

$C/N = CN1$ に変更する。なお、階層伝送されている場合は  $C/N = CN0$  で切替える。階層伝送を行っている場合は、復号した映像等に劣化が開始する前に、少々高めの  $C/N$  で現在の階層より誤り耐性の強い変調方式の階層のサービスに切り換える。トラッキングについても、8PSKを使用できる限界  $C/N$  よりも少し高めの  $C/N = CN0$  で切替えを行う。一方、階層伝送をしていない場合は、8PSKの受信限界がそのままサービス限界となるので、8PSKを使用できる限界  $C/N = CN1$  にトラッキング切替え  $C/N$  をシフトする。これにより、図12の点線に示すように、8PSKの受信限界  $C/N$  付近でのビット誤り率が改善されてサービス限界も改善される。なお、(方法1)と同様にTMCC情報の「伝送モード/スロット情報」のみを参照して全TSをまとめて階層伝送されているかどうかで切替え  $C/N$  を変化させてもよい。このように切替え  $C/N$  は、階層伝送されている場合は  $C/N0$  とし、階層伝送されていない場合は  $C/N1$  とする。このような制御方法を(方法2)と呼ぶ。

【0078】以上の(方法1)と(方法2)は、それぞれ1段目の搬送波再生ループ、2段目の搬送波再生ループに関する処理で独立なので同時に用いてもよい。ただし、同時に用いることができるのは、全TSについて階層伝送されていない場合に限る。このように同時に用いる制御方法を(方法3)と呼ぶ。

【0079】実施の形態2、3で述べた基本的な方法に対して、(方法1)、(方法2)、(方法3)を組み合わせ使用することが可能である。なお、(方法2)、(方法3)の組み合わせにより、階層伝送の有無を参照してトラッキング制御を切り換える場合は、図12の実線と点線の差で示されるように、切替え  $C/N$  付近でビット誤り率が改善される。低品質ながら低  $C/N$  までサービスを継続できる低階層と、高品質であるが高  $C/N$  でしかサービスができない高階層のどちらを選択して復号するかを切替えをビット誤り率で行う場合は、図12に示すようにトラッキング制御の切替えと同時にビット誤り率のスレッシュドを  $THL0$  から  $THL1$  に切替える。 $THL0$  が階層伝送ありのとき、 $THL1$  が階層伝送なしのときである。階層伝送なしの場合は、低階層がないので常に高階層を選択するようにしてもよい。

【0080】なお、実施の形態1、2、3では、 $C/N$  検出器7は位相誤差検出器の出力の符号点からのずれの絶対値の平均を用いて  $C/N$  を検出していたが、受信ベクトルの絶対値の平均と受信ベクトルの自乗の平均から  $C/N$  を検出する方法を用いてもよい。この演算方法の詳細は特開平9-023250号に述べられている。

【0081】また、実施の形態1、2、3の  $C/N$  検出器7は、誤り率測定回路で置き換えてもよい。誤り率と受信  $C/N$  の間には1対1の対応があるからである。一般的に用いられる誤り率測定の方法は、1軸復調信号の

出力端子103とQ軸復調信号の出力端子104にビタビ復号器を接続し、ビタビ復号前の受信シンボルの硬判定結果と、ビタビ復号後のデータを再畳み込みして得られるシンボルとを比較することにより、シンボル誤り率又はビット誤り率を求めるものである。ビタビ復号後の誤り率が0になるような  $C/N$  領域では、この方法により正確に誤り訂正前の誤り率を受信機単独で求めることができる。ただし、低  $C/N$  領域まで信頼性の高い誤り率測定を行うためには、測定に用いるシンボルをBPSKシンボルに限定する必要がある。

【0082】また、実施の形態1、2、3のゲート発生器6による受信  $C/N$  に応じたトラッキング方法の切替えについては、例えば  $C/N = CN0$  で8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSKに切り換えるのではなく、 $C/N = CN0$  から  $C/N = CN0 - X0$  ( $X0$ : 正の一定値)の範囲で、8PSKスロットの位相誤差に適当な関数を用いて重みづけをして、徐々に8PSKの寄与を減らしていくような切替え方法を用いても良い。

【0083】なお、PSK復調器の構成としては、直交検波、AFCループの後段に、実施の形態1、2、3で説明した図1、2、3の搬送波再生ループが接続される形態を基本型として説明した。直交検波、AFCループは、例えば図7に示す直交検波器52、複素乗算器53、帯域制限フィルタ54、周波数誤差検出器57、保持回路56、NCO55を含んで構成される。PSK復調器の構成の変形として、AFCループと搬送波再生ループが2重ループになる構成も考えられる。以下に三つの異なった例をあげる。

【0084】一つ目の例として、図1では帯域制限フィルタ54の出力信号は従来通り複素乗算器1に輸入されているが、周波数誤差検出器57の入力端及びゲート発生器6の入力端と、複素乗算器1の出力端とを接続してもよい。この場合のブロック図を図13に示す。尚、図13の構成要素は、図1及び図7に示したものと同一であるため、詳細な説明は省略する。ここで、AFCループの周波数補正動作時は、搬送波再生ループの補正動作を停止させるものとする。

【0085】二つ目の例として、図2、3では帯域制限フィルタ54の出力信号は従来通り複素乗算器1に輸入されているが、周波数誤差検出器57の入力端及びゲート発生器6の入力端と、複素乗算器1の出力端とを接続してもよい。この場合のブロック図を図14及び図15並びに図16及び図17に示す。尚、図14～図17の構成要素は、図1、図2及び図3に示したものと同一であるため、詳細な説明は省略する。ここでも、AFCループの周波数補正動作時は、搬送波再生ループの補正動作を停止させるものとする。

【0086】三つ目の例として、図2、3で、帯域制限フィルタ54の出力信号は従来通り複素乗算器1に輸入

されているが、周波数誤差検出器57の入力端及びゲート発生器6の入力端と、複素乗算器10の出力端とを接続してもよい。この場合のブロック図を図18及び図19並びに図20及び図21に示す。尚、図18～図21の構成要素は、図1、図2及び図3に示したものと同一であるため、詳細な説明は省略する。ここでも、AFCループの周波数補正動作時は、搬送波再生ループの補正動作を停止させるものとする。

【0087】

【発明の効果】本願の請求項1記載の発明によれば、低次の $n$ 相PSK変調信号を用いて位相誤差信号の平均値を算出し、その平均値で搬送波再生ループを動作させるので、低 $C/N$ 、高位相雑音の条件下においても安定に搬送波再生を行うことができる。

【0088】請求項2記載の発明によれば、請求項1記載の発明の効果に加えて、搬送波再生ループを2段階的に接続し、1段目の搬送波再生ループは $C/N$ によらず低次の $n$ 相PSK変調信号を用いてループを動作させ、2段目の搬送波再生ループは $C/N$ に応じて高次の $n$ 相PSKのシンボルを段階的に制限して位相誤差信号を得てループを動作させることにより、 $C/N$ に応じて2段目の搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを切替えても安定に受信することができる。

【0089】請求項3記載の発明によれば、請求項2記載の発明の効果に加えて、受信信号の位相雑音量に応じて常に最適なループ利得を自動的に設定することができる。

【0090】請求項4又は5記載の発明によれば、請求項1、2、3記載の発明の効果に加えて、階層伝送されておらず高 $C/N$ の場合に、2段の搬送波再生ループの1段目において全シンボルで搬送波再生ループのトラッキングを行うことにより、高 $C/N$ 領域でのビット誤り率を改善することができる。

【0091】請求項6又は7記載の発明によれば、請求項1、2、3記載の発明の効果に加えて、階層伝送されていない場合に、2段の搬送波再生ループの2段目において搬送波再生ループのトラッキング切替え $C/N$ を低 $C/N$ 側にシフトすることにより、切替え点付近でのビット誤り率を改善することができる。

【0092】請求項8記載の発明によれば、請求項4～7の発明の効果に加えて、受信状態を判定する閾値を、受信 $C/N$ に対応させることができる。

【0093】請求項9記載の発明によれば、請求項4～7の発明の効果に加えて、受信状態を判定する閾値を、信号の再生誤り率に対応させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1におけるPSK復調器の要部構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の実施の形態2におけるPSK復調器の要部構成を示すブロック図である。

【図3】本発明の実施の形態3におけるPSK復調器の要部構成を示すブロック図である。

【図4】本発明の実施の形態1、2、3におけるLPFのブロック図である。

【図5】本発明の実施の形態1、2、3におけるNCOのブロック図である。

【図6】実施の形態2、3の搬送波再生ループにおけるLPFのブロック図である。

【図7】従来例のPSK復調器の構成例を示すブロック図である。

【図8】変調信号のフレーム構成と、復調器で生成するゲート信号との関係を示すタイミング図である。

【図9】TMCC情報のビット配分を示す説明図である。

【図10】多相PSK信号の搬送波再生部で検出される位相誤差と受信 $C/N$ との関係を示す模式図である。

【図11】位相雑音が復調後のコンスタレーションに及ぼす影響を示す模式図である。

【図12】高階層信号のビット誤り率と受信 $C/N$ との関係を示す特性図である。

【図13】実施の形態1におけるPSK復調器の変形例を示すブロック図である。

【図14】実施の形態2におけるPSK復調器の変形例1を示すブロック図（その1）である。

【図15】実施の形態2におけるPSK復調器の変形例1を示すブロック図（その2）である。

【図16】実施の形態3におけるPSK復調器の変形例1を示すブロック図（その1）である。

【図17】実施の形態3におけるPSK復調器の変形例1を示すブロック図（その2）である。

【図18】実施の形態2におけるPSK復調器の変形例2を示すブロック図（その1）である。

【図19】実施の形態2におけるPSK復調器の変形例2を示すブロック図（その2）である。

【図20】実施の形態3におけるPSK復調器の変形例2を示すブロック図（その1）である。

【図21】実施の形態3におけるPSK復調器の変形例2を示すブロック図（その2）である。

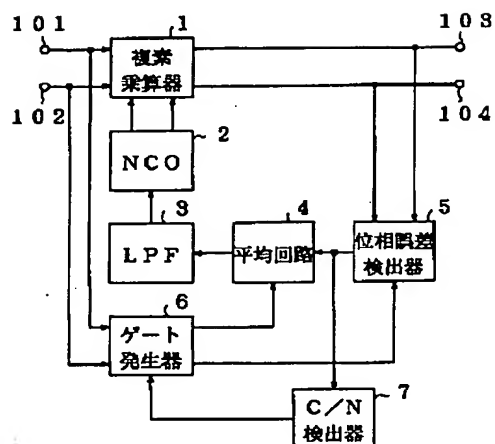
【符号の説明】

- 1、10 複素乗算器
- 2、11 NCO
- 3、12 LPF
- 4、13 平均回路
- 5、14 位相誤差検出器
- 6 ゲート発生器
- 7  $C/N$ 検出器
- 20 誤差検出器
- 21 除算器
- 22 制御回路
- 101、102 入力端子

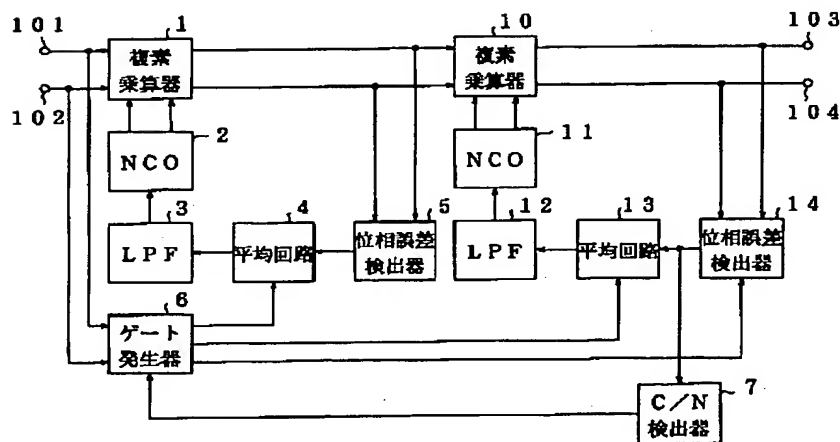


103, 104 出力端子  
201, 202 ROM  
203 累積加算器

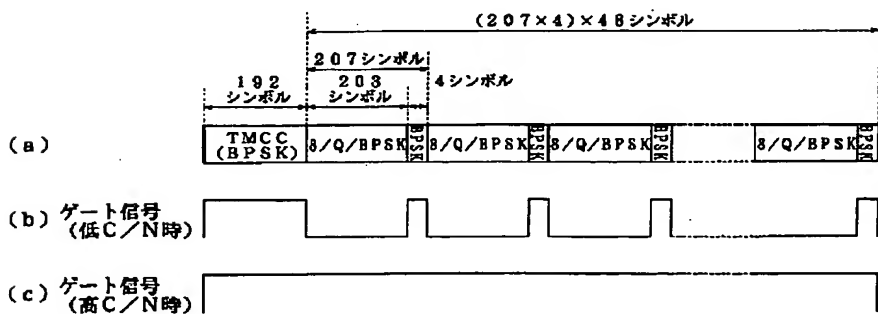
【図1】



【図2】

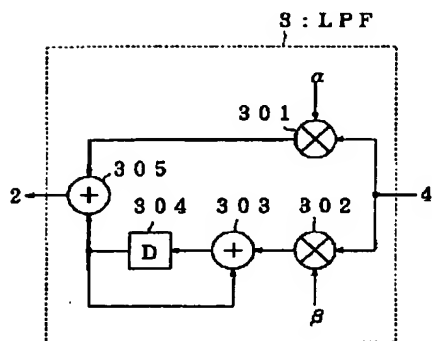


【図8】

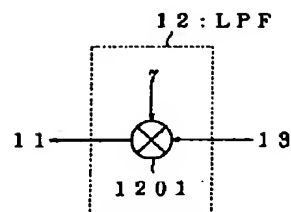


\* 301, 302, 1201 乗算器  
303, 305 加算器  
\* 304 ラッチ回路

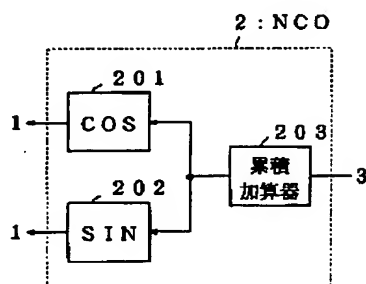
【図4】



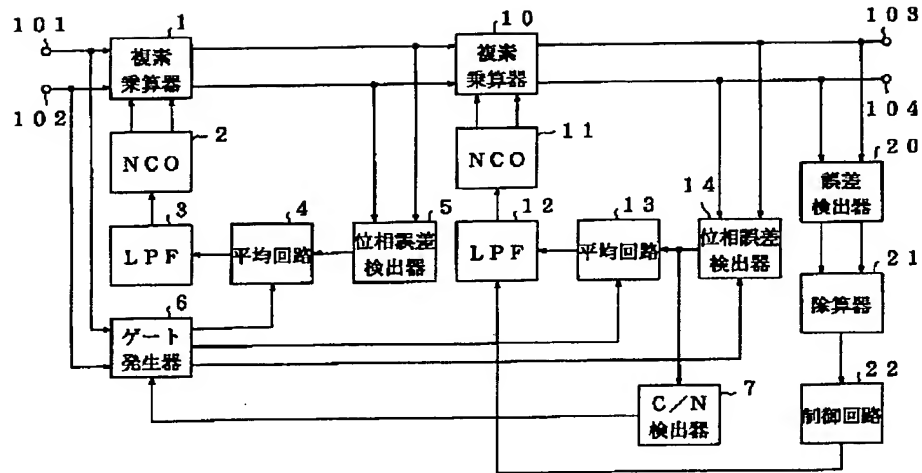
【図6】



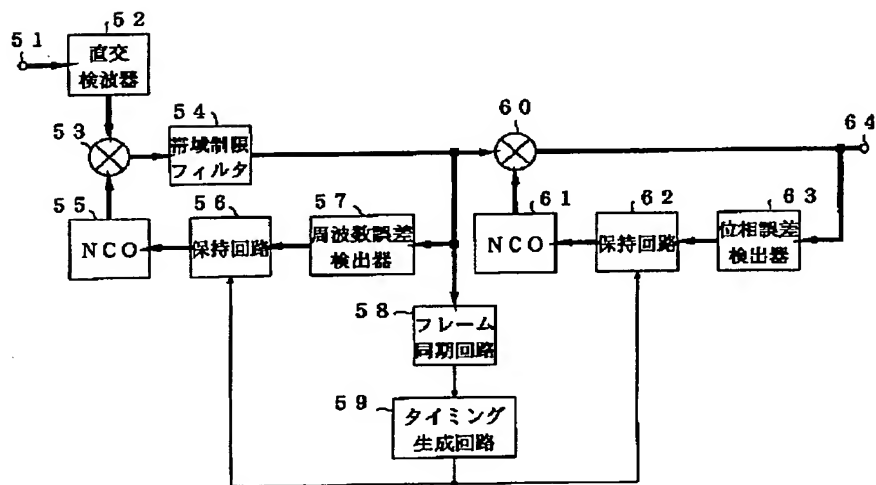
【図5】



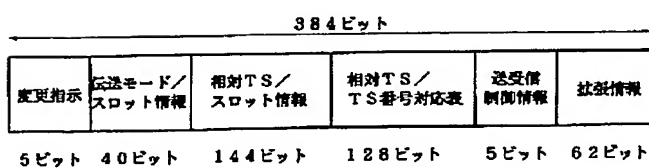
【図3】



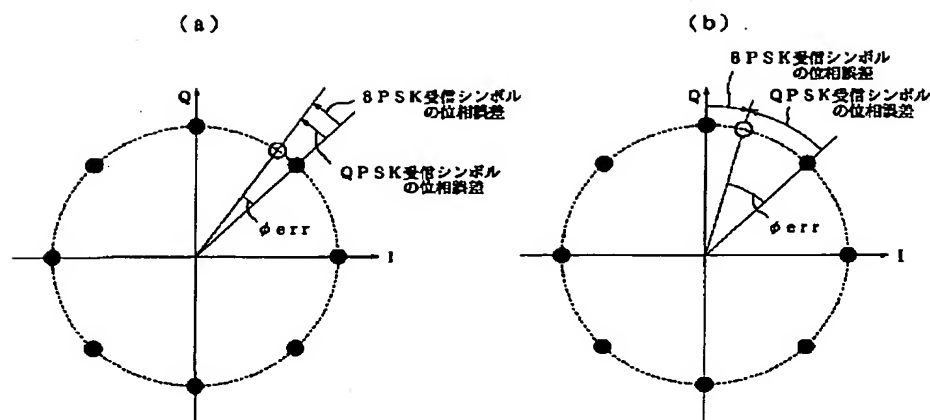
【図7】



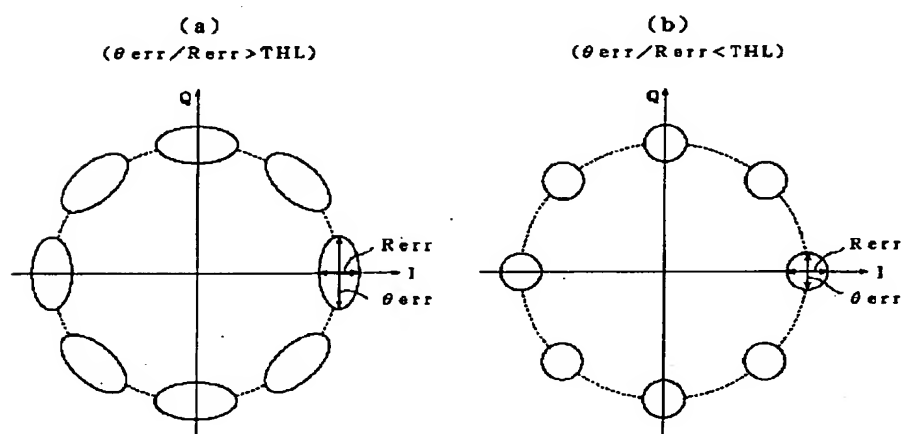
【図9】



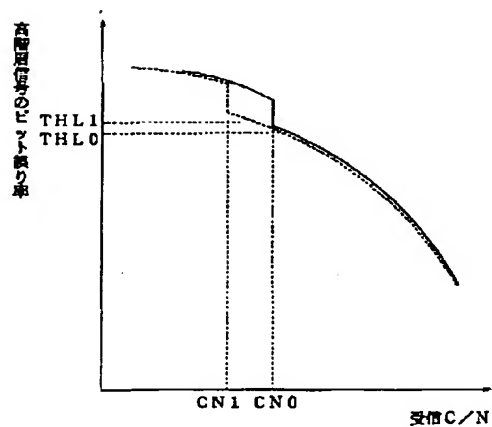
【圖 10】



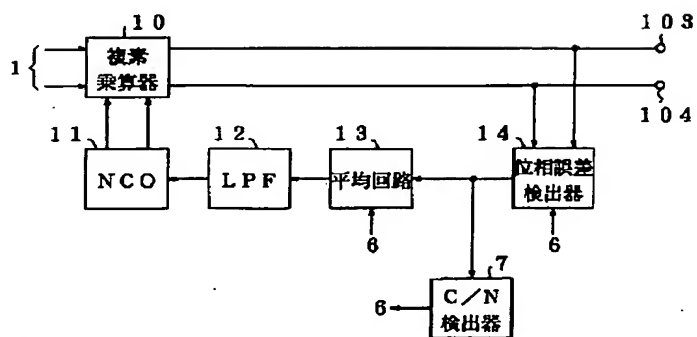
【圖 11】



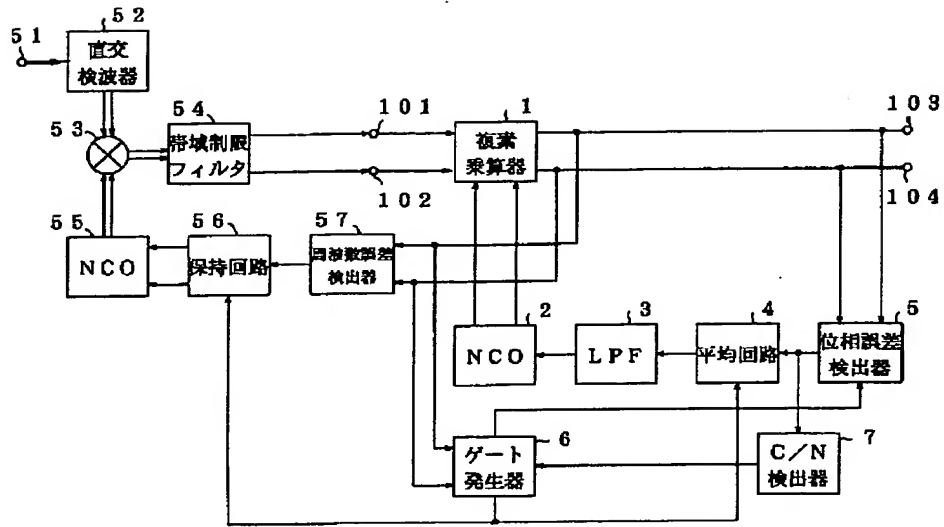
【例 12】



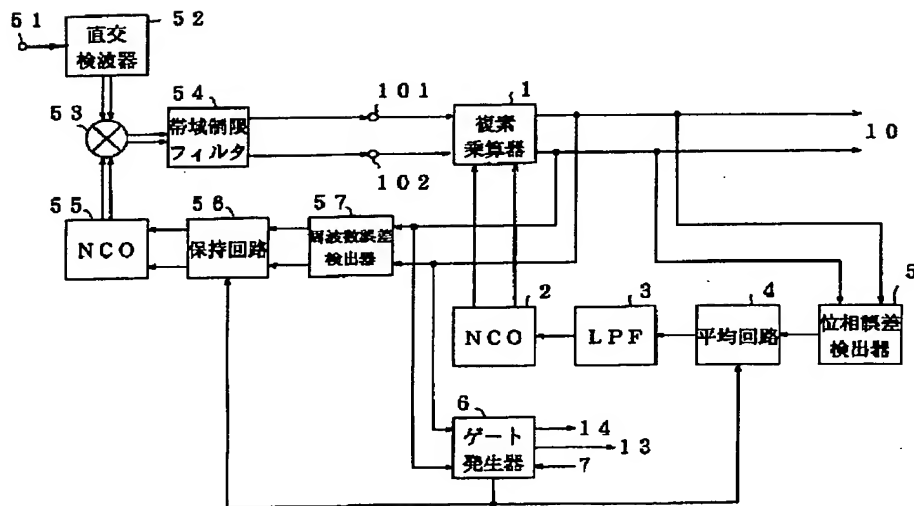
【图 15】



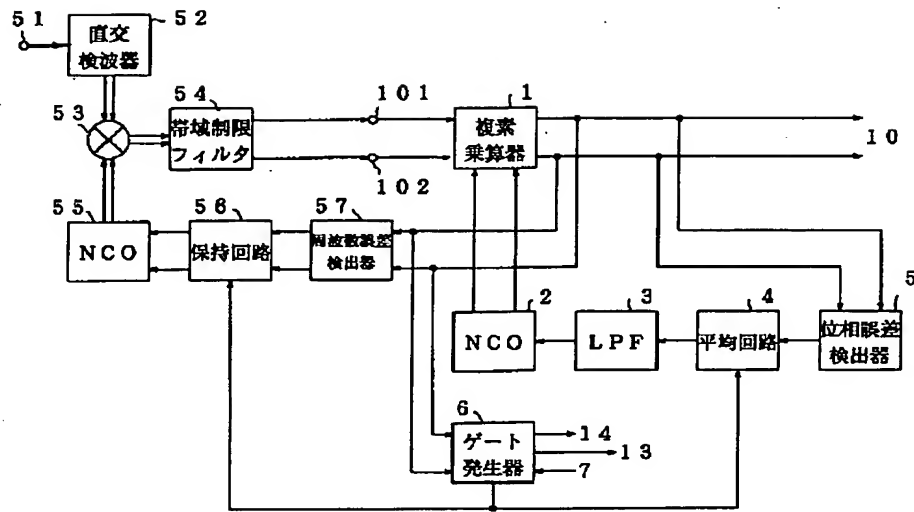
【図13】



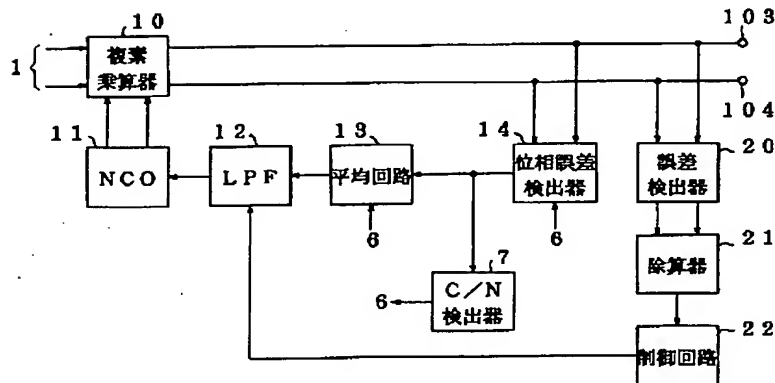
【図14】



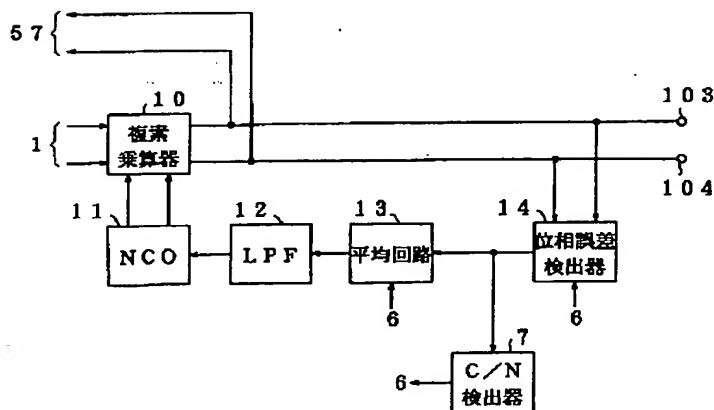
【図16】



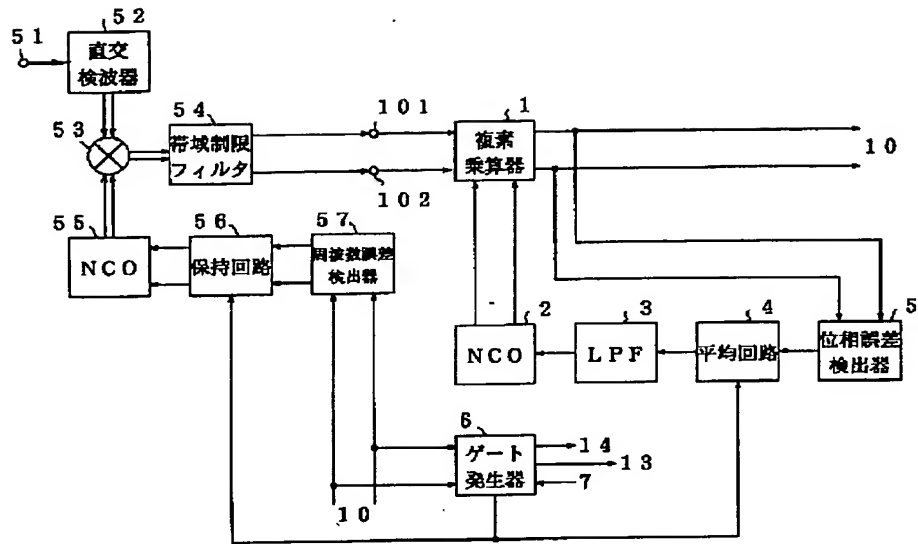
【図17】



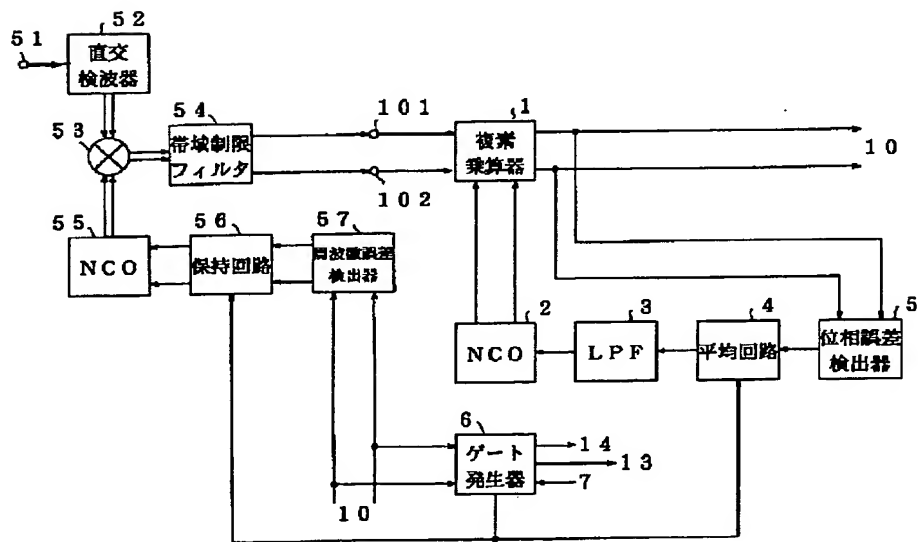
【図19】



【図18】

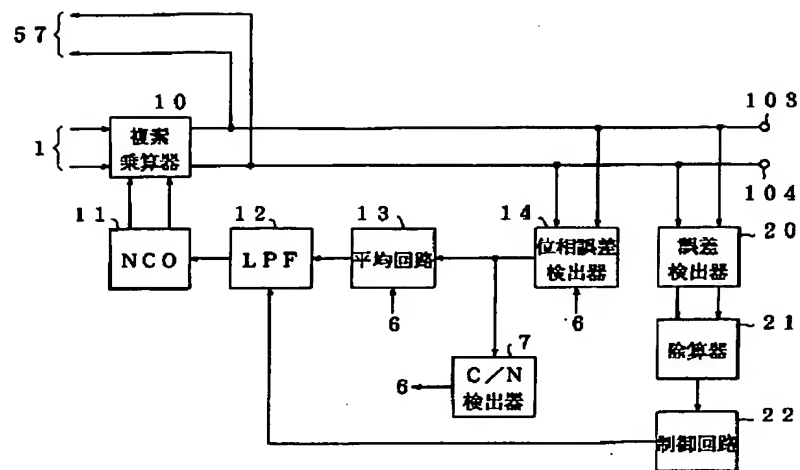


【図20】





【図21】



フロントページの続き

(72)発明者 大内 幹博  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

Fターム(参考) 5K004 AA05 FA03 FA05 FA06 FH06  
FJ06 FJ14  
5K047 AA11 EE02 MM13 MM33 MM60

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載  
 【部門区分】第7部門第3区分  
 【発行日】平成13年10月26日(2001.10.26)

【公開番号】特開2000-138722(P2000-138722A)  
 【公開日】平成12年5月16日(2000.5.16)  
 【年通号数】公開特許公報12-1388  
 【出願番号】特願平11-106601  
 【国際特許分類第7版】

H04L 27/227  
 7/00  
 27/22

【F I】

H04L 27/22 B  
 7/00 F  
 27/22 C

【手続補正書】  
 【提出日】平成13年1月25日(2001.1.25)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】発明の名称  
 【補正方法】変更  
 【補正内容】

【発明の名称】 PSK復調器及びPSK復調方法並びに位相雑音検出方法

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】特許請求の範囲  
 【補正方法】変更  
 【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調器であって、  
時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の復調手段と、  
前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の復調手段とを備え、  
前記第1の復調手段は、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、  
前記第2の復調手段は、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成することを特徴

とするPSK復調器。

【請求項2】 受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、

時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、

前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成することを特徴とするPSK復調方法。

【請求項3】 時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とするとき、

前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算し第1の復調信号を出力する第1の複素乗算器と、  
前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみにおいて、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持した信号を出力する第1の位相誤差検出器と、

前記第1の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、  
前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて第1の再生

搬送波を生成し、前記第1の再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に出力する第1の数値制御発振器と、

前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、

前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算し第2の復調信号を出力する第2の複素乗算器と、

前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持した信号を出力する第2の位相誤差検出器と、

前記第2の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、

前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて第2の再生搬送波を生成し、前記第2の再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に出力する第2の数値制御発振器と、を具備することを特徴とするPSK復調器。

【請求項4】 受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、

第1の搬送波再生ループとして、

時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とすると、

前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算して第1の復調信号を出力し、

前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみにおいて、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持し、

前記第1の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第2の入力信号である第1の再生搬送波を生成し、

第2の搬送波再生ループとして、

前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算して第2の復調信号を出力し、

前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持し、

前記第2の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第4の入力信号である第2の再生搬送波を生成することを特徴とするPSK復調方法。

【請求項5】 受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調器であって、

時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の復調手段と、

前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の復調手段とを備え、

前記第1の復調手段は、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、

前記第2の復調手段は、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成し、

前記第2の複素復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比に応じて、前記第2の復調手段を構成する搬送波再生ループのループ利得を設定することを特徴とするPSK復調器。

【請求項6】 受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、

時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、

前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成し、

前記第2の複素復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差の比に応じて、前記第2の搬送波再生ループのループ利得を設定することを特徴とするPSK復調方法。

【請求項7】 時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とすると、

前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算し第1の復調信号を出力する第1の複素乗算器と、

前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみにおいて、前記第1の復調信号と当該理想受信

点との第1の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持した信号を出力する第1の位相誤差検出器と、  
 前記第1の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、  
 前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて第1の再生搬送波を生成し、前記第1の再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に出力する第1の数値制御発振器と、  
 前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、  
 前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算し第2の復調信号を出力する第2の複素乗算器と、  
 前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持した信号を出力する第2の位相誤差検出器と、  
 前記第2の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、  
 前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて第2の再生搬送波を生成し、前記第2の再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に出力する第2の数値制御発振器と、を具備し、  
 前記第2の復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比に応じて、前記第2の低域通過フィルタの利得を設定することを特徴とするPSK復調器。  
 【請求項8】 受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、  
 第1の搬送波再生ループとして、  
 時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とすると、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算して第1の復調信号を出力し、  
 前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみにあって、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持し、  
 前記第1の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第2の入力信号である第1の再生搬送波を生成し、  
 第2の搬送波再生ループとして、  
 前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号と

を複素乗算して第2の復調信号を出力し、  
 前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持し、  
 前記第2の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第4の入力信号である第2の再生搬送波を生成し、  
 前記第2の復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比に応じて、前記第2の搬送波再生ループのループ利得を設定することを特徴とするPSK復調方法。  
 【請求項9】 n相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸からなる複素入力信号から搬送波を再生して復調することにより複素復調信号を得るPSK復調方法における位相雑音検出方法であって、  
 前記複素復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比を演算することにより、前記n相PSK変調信号に含まれる位相雑音量を検出することを特徴とする位相雑音検出方法。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0001

【補正方法】変更

【補正内容】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル衛星放送などで使用される多相PSK(Phase Shift Keying)伝送方式の信号を復調するPSK復調器及びPSK復調方法並びに位相雑音検出方法に関するものである。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0022

【補正方法】削除

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0023

【補正方法】変更

【補正内容】

【0023】請求項1～4の発明は、低C/N、かつ、高位相雑音の条件下でも安定に受信できるようにすると共に、受信C/Nに応じて搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを段階的に制限しても、安定に受信できるようにすることを目的とする。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0024

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【0024】また、請求項5～8の発明は、請求項1～4の目的に加えて、受信信号に含まれる位相雑音量に応じて搬送波再生ループの利得を自動的に最適値になるように制御することを目的とする。

## 【手続補正7】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0025

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【0025】また、請求項9の発明は、振幅方向平均誤差と位相方向平均誤差との比を演算することにより、 $n$ 相PSK変調信号に含まれる位相雑音量を検出することを目的とする。

## 【手続補正8】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0026

【補正方法】削除

## 【手続補正9】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0027

【補正方法】削除

## 【手続補正10】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0028

【補正方法】削除

## 【手続補正11】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0029

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【0029】

【課題を解決するための手段】本願の請求項1の発明は、受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調器であって、時分割多重された $n$ 相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の復調手段と、前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の復調手段とを備え、前記第1の復調手段は、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、前記第2の復調手段は、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成することを特徴とするものである。

## 【手続補正12】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0030

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【0030】本願の請求項2の発明は、受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、時分割多重された $n$ 相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成することを特徴とするものである。

## 【手続補正13】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0031

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【0031】本願の請求項3の発明は、時分割多重された $n$ 相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とするとき、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算し第1の復調信号を出力する第1の複素乗算器と、前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみにおいて、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持した信号を出力する第1の位相誤差検出器と、前記第1の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて第1の再生搬送波を生成し、前記第1の再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に出力する第1の数値制御発振器と、前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とするとき、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算し第2の復調信号を出力する第2の複素乗算器と、前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持した信号を出力する第2の位相誤差検出器と、前記第2の位相誤差検出器の出力から雑音成分

を除去する第2の低域通過フィルタと、前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて第2の再生搬送波を生成し、前記第2の再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に出力する第2の数値制御発振器と、を具備することを特徴とするものである。

【手続補正14】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0032

【補正方法】変更

【補正内容】

【0032】本願の請求項4の発明は、受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、第1の搬送波再生ループとして、時分割多重された $n$ 相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とするとき、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算して第1の復調信号を出力し、前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみに於いて、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持し、前記第1の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第2の入力信号である第1の再生搬送波を生成し、第2の搬送波再生ループとして、前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とするとき、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算して第2の復調信号を出力し、前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持し、前記第2の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第4の入力信号である第2の再生搬送波を生成することを特徴とするものである。

【手続補正15】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0033

【補正方法】変更

【補正内容】

【0033】本願の請求項5の発明は、受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調器であって、時分割多重された $n$ 相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の復調手段と、前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の復調手段とを備え、前記第1の復調手段は、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点と

の第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、前記第2の復調手段は、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成し、前記第2の複素復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比に応じて、前記第2の復調手段を構成する搬送波再生ループのループ利得を設定することを特徴とするものである。

【手続補正16】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0034

【補正方法】変更

【補正内容】

【0034】本願の請求項6の発明は、受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、時分割多重された $n$ 相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成し、前記第2の複素復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差の比に応じて、前記第2の搬送波再生ループのループ利得を設定することを特徴とするものである。

【手続補正17】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0035

【補正方法】変更

【補正内容】

【0035】本願の請求項7の発明は、時分割多重された $n$ 相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とするとき、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算し第1の復調信号を出力する第1の複素乗算器と、前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみに於いて、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持した信号を出力する



第1の位相誤差検出器と、前記第1の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて第1の再生搬送波を生成し、前記第1の再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に出力する第1の数値制御発振器と、前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算し第2の復調信号を出力する第2の複素乗算器と、前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持した信号を出力する第2の位相誤差検出器と、前記第2の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて第2の再生搬送波を生成し、前記第2の再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に出力する第2の数値制御発振器と、を具備し、前記第2の復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比に応じて、前記第2の低域通過フィルタの利得を設定することを特徴とするものである。

【手続補正18】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0036

【補正方法】変更

【補正内容】

【0036】本願の請求項8の発明は、受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、第1の搬送波再生ループとして、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とすると、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算して第1の復調信号を出力し、前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみににおいて、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持し、前記第1の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第2の入力信号である第1の再生搬送波を生成し、第2の搬送波再生ループとして、前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算して第2の復調信号を出力し、前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第2の位相誤

差を保持し、前記第2の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第4の入力信号である第2の再生搬送波を生成し、前記第2の復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比に応じて、前記第2の搬送波再生ループのループ利得を設定することを特徴とするものである。

【手続補正19】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0037

【補正方法】変更

【補正内容】

【0037】本願の請求項9の発明は、n相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸からなる複素入力信号から搬送波を再生して復調することにより複素復調信号を得るPSK復調方法における位相雑音検出方法であって、前記複素復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比を演算することにより、前記n相PSK変調信号に含まれる位相雑音量を検出することを特徴とするものである。

【手続補正20】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0039

【補正方法】削除

【手続補正21】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0040

【補正方法】変更

【補正内容】

【0040】請求項1～4の構成によれば、搬送波再生ループを2段縦続に接続し、1段目の搬送波再生ループは受信C/NによらずTMCCとBPSKバースト部分での位相誤差信号のみでループを動作させ、2段目の搬送波再生ループは受信C/Nに応じて8PSK/QPSK/BPSKのシンボルを段階的に制限して用いて位相誤差信号を得てループを動作させる。

【手続補正22】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0041

【補正方法】変更

【補正内容】

【0041】請求項5～8の構成によれば、入力信号の位相雑音量を、復調信号の符号点からの振幅方向及び位相方向の誤差の比によって検出して、2段目の搬送波再生ループのループ利得を最適な値に自動的に調整する。

【手続補正23】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0042

【補正方法】変更  
 【補正内容】  
 【0042】請求項9の方法によれば、振幅方向平均誤差と位相方向平均誤差との比を演算することにより、n相PSK変調信号に含まれる位相雑音量を検出する。  
 【手続補正24】  
 【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】0043  
 【補正方法】削除  
 【手続補正25】  
 【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】0044  
 【補正方法】削除  
 【手続補正26】  
 【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】0045  
 【補正方法】削除  
 【手続補正27】  
 【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】0046  
 【補正方法】変更  
 【補正内容】  
 【0046】  
 【発明の実施の形態】以下、本発明の各実施の形態におけるPSK復調器及びPSK復調方法並びに位相雑音検出方法について、図面を参照しつつ説明する。  
 （実施の形態1）  
 本発明の実施の形態1におけるPSK復調器のブロック図を図1に示す。このPSK復調器は、複素乗算器1、NCO2、低域通過フィルタ（LPF）3、平均回路4、位相誤差検出器5、ゲート発生器6、C/N検出器7、I軸信号の入力端子101、Q軸信号の入力端子102、I軸復調信号の出力端子103、Q軸復調信号の出力端子104を含んで構成される。  
 【手続補正28】  
 【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】0087  
 【補正方法】削除  
 【手続補正29】  
 【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】0088  
 【補正方法】変更  
 【補正内容】  
 【0088】

【発明の効果】請求項1～4記載の発明によれば、低次のn相PSK変調信号を用いて位相誤差信号の平均値を算出し、その平均値で搬送波再生ループを動作させるので、低C/N、高位相雑音の条件下においても安定に搬送波再生を行うことができる。またこのような効果に加えて、搬送波再生ループを2段縦続に接続し、1段目の搬送波再生ループはC/Nによらず低次のn相PSK変調信号を用いてループを動作させ、2段目の搬送波再生ループはC/Nに応じて高次のn相PSKのシンボルを段階的に制限して位相誤差信号を得てループを動作させることにより、C/Nに応じて2段目の搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを切替えても安定に受信することができる。  
 【手続補正30】  
 【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】0089  
 【補正方法】変更  
 【補正内容】  
 【0089】請求項5～8記載の発明によれば、請求項1～4記載の発明の効果に加えて、受信信号の位相雑音量に応じて常に最適なループ利得を自動的に設定することができる。  
 【手続補正31】  
 【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】0090  
 【補正方法】削除  
 【手続補正32】  
 【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】0091  
 【補正方法】削除  
 【手続補正33】  
 【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】0092  
 【補正方法】削除  
 【手続補正34】  
 【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】0093  
 【補正方法】変更  
 【補正内容】  
 【0093】請求項9記載の発明によれば、振幅方向平均誤差と位相方向平均誤差との比を演算することにより、n相PSK変調信号に含まれる位相雑音量を検出することができる。

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

特許第3205313号

(P3205313)

(45) 発行日 平成13年 9 月 4 日 (2001. 9. 4)

(24) 登録日 平成13年 6 月 29 日 (2001. 6. 29)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup> 識別記号

H 0 4 L 27/227  
7/00  
27/22

F I

H 0 4 L 7/00  
27/22

F  
B  
C

請求項の数 9 (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願平11-106601

(22) 出願日 平成11年 4 月 14 日 (1999. 4. 14)

(65) 公開番号 特開2000-138722(P2000-138722A)

(43) 公開日 平成12年 5 月 16 日 (2000. 5. 16)

審査請求日 平成13年 1 月 25 日 (2001. 1. 25)

(31) 優先権主張番号 特願平10-241184

(32) 優先日 平成10年 8 月 27 日 (1998. 8. 27)

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

早期審査対象出願

(73) 特許権者 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 神野 一平

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電  
器産業株式会社内

(72) 発明者 林 芳和

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電  
器産業株式会社内

(72) 発明者 大内 幹博

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電  
器産業株式会社内

(74) 代理人 100084364

弁理士 岡本 宜喜

審査官 高野 洋

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 P S K復調器及びP S K復調方法並びに位相雑音検出方法

1

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信信号から搬送波を再生し復調する P S K 復調器であって、

時分割多重された n 相 P S K 変調信号を直交検波してデジタル化した I 軸及び Q 軸の信号からなる複素入力信号と第 1 の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第 1 の複素復調信号を出力する第 1 の復調手段と、前記第 1 の複素復調信号と第 2 の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第 2 の複素復調信号を出力する第 2 の復調手段とを備え、

前記第 1 の復調手段は、前記複素入力信号の内、最低位相数の P S K 変調信号期間のみで検出した前記第 1 の複素復調信号と当該理想受信点との第 1 の位相誤差から前記第 1 の再生搬送波を生成し、

前記第 2 の復調手段は、前記複素入力信号の内、少なく

2

とも最低位相数の P S K 変調信号を含む期間で検出した前記第 2 の複素復調信号と当該理想受信点との第 2 の位相誤差から前記第 2 の再生搬送波を生成することを特徴とする P S K 復調器。

【請求項 2】 受信信号から搬送波を再生し復調する P S K 復調方法であって、

時分割多重された n 相 P S K 変調信号を直交検波してデジタル化した I 軸及び Q 軸の信号からなる複素入力信号と第 1 の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第 1 の複素復調信号を出力する第 1 の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、最低位相数の P S K 変調信号期間のみで検出した前記第 1 の複素復調信号と当該理想受信点との第 1 の位相誤差から前記第 1 の再生搬送波を生成し、

前記第 1 の複素復調信号と第 2 の再生搬送波とを複素乗

10

算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成することを特徴とするPSK復調方法。

【請求項3】 時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とするとき、  
前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算し第1の復調信号を出力する第1の複素乗算器と、  
前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみにあって、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持した信号を出力する第1の位相誤差検出器と、  
前記第1の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、  
前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて第1の再生搬送波を生成し、前記第1の再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に出力する第1の数値制御発振器と、  
前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とするとき、  
前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算し第2の復調信号を出力する第2の複素乗算器と、  
前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持した信号を出力する第2の位相誤差検出器と、  
前記第2の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、  
前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて第2の再生搬送波を生成し、前記第2の再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に出力する第2の数値制御発振器と、を具備することを特徴とするPSK復調器。

【請求項4】 受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、  
第1の搬送波再生ループとして、  
時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とするとき、  
前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算して第1の復調信号を出力し、  
前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号

期間のみにあって、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持し、

前記第1の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第2の入力信号である第1の再生搬送波を生成し、

第2の搬送波再生ループとして、

前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とするとき、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算して第2の復調信号を出力し、

前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持し、

前記第2の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第4の入力信号である第2の再生搬送波を生成することを特徴とするPSK復調方法。

【請求項5】 受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調器であって、

時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の復調手段と、  
前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の復調手段とを備え、

前記第1の復調手段は、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、

前記第2の復調手段は、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成し、

前記第2の複素復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比に応じて、前記第2の復調手段を構成する搬送波再生ループの

ループ利得を設定することを特徴とするPSK復調器。

【請求項6】 受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、  
時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、

前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成し、

前記第2の複素復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差の比に応じて、前記第2の搬送波再生ループのループ利得を設定することを特徴とするPSK復調方法。

【請求項7】 時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とするとき、

前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算し第1の復調信号を出力する第1の複素乗算器と、

前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみにて、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持した信号を出力する第1の位相誤差検出器と、

前記第1の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、

前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて第1の再生搬送波を生成し、前記第1の再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に出力する第1の数値制御発振器と、

前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とするとき、

前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算し第2の復調信号を出力する第2の複素乗算器と、

前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持した信号を出力する第2の位相誤差検出器と、

前記第2の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、

前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて第2の再生搬送波を生成し、前記第2の再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に出力する第2の数値制御発振器と、を具備し、

前記第2の復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比に応じて、前記第2の低域通過フィルタの利得を設定することを特徴とするPSK復調器。

【請求項8】 受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、

第1の搬送波再生ループとして、

時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とするとき、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算して第1の復調信号を出力し、

10 前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみにて、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持し、

前記第1の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第2の入力信号である第1の再生搬送波を生成し、

第2の搬送波再生ループとして、

前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とするとき、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算して第2の復調信号を出力し、

20 前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持し、

前記第2の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第4の入力信号である第2の再生搬送波を生成し、

30 前記第2の復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比に応じて、前記第2の搬送波再生ループのループ利得を設定することを特徴とするPSK復調方法。

【請求項9】 時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸からなる複素入力信号から搬送波を再生して復調することにより複素復調信号を得るPSK復調方法における位相雑音検出方法であって、

最低位相数のPSK変調信号期間のみにて、前記複素復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比を演算することにより、前記n相PSK変調信号に含まれる位相雑音量を検出することを特徴とする位相雑音検出方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル衛星放送などで使用される多相PSK(Phase Shift Keying)伝送方式の信号を復調するPSK復調器及びPSK復調方法並びに位相雑音検出方法に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】従来例のPSK復調器の構成例として、図7に示すようなものがある。またこのようなPSK復調器に入力されるBSデジタル変調信号のフレーム構成を図8(a)に示す(信学技報 SANE97-132, SAT97-130 (1998-02))。変調信号の構成は、BPSKで伝送される伝送多重制御信号(TMCC信号; Transmission Multiplexing Configuration Control)の192シンボルと、8PSK/QPSK/BPSKのいずれかを選択して伝送される主信号 $207 \times 4 \times 48$ シンボルとを有しており、これらのシンボルの合計を1フレームとする。変調信号はこのようなフレームの繰り返した信号となる。なお、 $207 \times 4$ シンボルの領域を1スロットと呼び、スロット単位で8PSK/QPSK/BPSKの変調モードを選択できる。そして各スロットの変調モードは、フレームの先頭に位置するTMCC信号を復号することで判別できる。また、207シンボルは、 $203 + 4$ シンボルに分解でき、この4シンボルが位相基準BPSKバーストシンボル(以下、BPSKバーストという)と呼ばれる。このBPSKバーストは、低C/Nまで搬送波再生を可能にするために設けられたものであり、決められたランダム系列によりBPSK変調される。

【0003】TMCC情報のビット配分を図9に示す。TMCC情報は8フレームで構成されるスーパーフレームに関する情報を表わしており、1スーパーフレームで図9の384ビットが伝送される。TMCC信号は受信機の動作を制御する信号であるため、送信側では2スーパーフレーム先行してTMCC情報を変更する仕様となっている。これにより受信機はダイナミックな変調方式の変更等に対して破綻なく追従することができる。

【0004】図9で「変更指示」はTMCC変更毎にインクリメントするカウンタであり、バージョン番号が記載される。「伝送モード/スロット情報」にはフレームに割り当てられる変調方式とそのスロット数が記載される。「相対TS/スロット情報」には各スロットに割り当てられる0~7のTS識別子が記載される。「相対TS/TS番号対応表」には、「相対TS/スロット情報」で割り当てられたTS識別子と実際のTS-IDとの対応表が記載される。「送受信制御情報」には緊急放送用起動制御信号およびアップリンク制御信号が記載される。「拡張情報」は将来の拡張用に設けられた情報の領域である。

【0005】1フレーム内では最大4種類の変調方式を時分割多重することが可能である。受信機では復号したTMCC情報の「伝送モード/スロット情報」を参照することにより、フレーム内での変調方式の切り替わり時刻を知ることができるので、破綻なく復調処理を行うことができる。また、現在複数の変調方式が同時に使用されているかどうか、つまり階層伝送がされているかどうか

かを知ることができる。また複数のトランスポート・ストリーム(TS)を、衛星の1中継器で伝送することが可能である。受信機では「伝送モード/スロット情報」および「相対TS/スロット情報」を参照することにより、各TSが階層伝送されているかどうかを知ることができる。

【0006】このような変調信号が入力されるとして、図7に示すPSK復調器の動作を説明する。なお、本図において太実線は複素信号であることを示す。入力端子51から入力された変調信号は、直交検波器52で90度位相の異なる局部発振信号により直交検波され、同相軸(I軸)および直交軸(Q軸)のベースバンド信号に変換される。そして、図示しないA/D変換器にてデジタル化されて複素乗算器53に入力される。複素乗算器53は、受信した変調信号の搬送波周波数と、パラボラアンテナに実装されているコンバータ及び受信機の局部発振器の発振周波数の差を補正するAFCループの一部として動作する。

【0007】複素乗算器53の出力は、帯域制限フィルタ54に入力され、I軸とQ軸の信号に対して独立に同じルートロールオフ特性のフィルタ処理が施され、符号間干渉が除去される。帯域制限フィルタ54の出力が周波数誤差検出器57に入力されると、周波数誤差検出器57は例えば遅延検波方式により周波数誤差を算出する。これは1シンボル前の受信ベクトルの複素共役と、現在の受信ベクトルとの複素乗算を行うことにより、1シンボルの時間におけるベクトルの回転角度、すなわち搬送波の周波数誤差を求める方法である。

【0008】周波数誤差検出器57では、周波数誤差を求める演算を全てのシンボルに対して行っているが、低C/NにおいてもAFC動作を可能とするためには、BPSK期間のみから求めた周波数誤差信号を利用することが必要である。常にBPSKであることが保証されている領域は、前述したようにTMCCとBPSKバーストである。従って保持回路56は、タイミング生成回路59からの制御により周波数誤差検出器57の出力方法を制御する。即ち、TMCCとBPSKバーストの期間のみ周波数誤差検出器57の出力を通過させて、それ以外の期間は零を出力するか、又はTMCCとBPSKバーストの期間のみ周波数誤差検出器57の出力を通過させて、それ以外の期間は最も近い過去の周波数誤差を保持するように制御する。

【0009】数値制御発振器55(NCO; Numerically Controlled Oscillator)では、保持回路56からの周波数誤差信号を低域通過フィルタに通し、雑音成分を除去する。そして、NCO55内部の累積加算器で周波数誤差信号を積分し、瞬時周波数から瞬時位相に変換する。そして更に内蔵するROMテーブルなどを用いて、互いに直交する正弦波成分と余弦波成分とに変換する。次にNCO55の出力を複素乗算器53に入力すること



で、入力変調信号の搬送波の周波数誤差を補正する。こうしてAFCループの機能が達成される。

【0010】一方、帯域制限フィルタ54の出力は複素乗算器60にも入力される。複素乗算器60は、前段のAFCループの出力信号に対して、位相同期を確立する搬送波再生ループの機能の一部を達成するものである。複素乗算器60の出力は、位相同期確立後のI、Qのベースバンド信号として出力端子64に出力され、またこれと同時に位相誤差検出器63にも与えられる。

【0011】位相誤差検出器63は、シンボル毎に最も近い符号点（理想受信点）からの位相誤差を算出し、その結果を保持回路62に出力する。保持回路62では、タイミング生成回路59からの制御により、位相誤差の算出が許可されるシンボルについてのみ、位相誤差検出器63の出力をNCO61に与える。また保持回路62は、位相誤差の算出が許可されないシンボルについては、直前の許可されていたシンボルの位相誤差を保持してNCO61に与える。NCO61の構成はNCO55の構成と同じである。NCO61の出力する直交正弦波は、複素乗算器60に入力されて、前段のAFCループの出力信号の搬送波に対して、微少な周波数誤差と位相誤差の補正をするのに用いられる。

【0012】一方、フレーム同期回路58は、帯域制限フィルタ54の出力信号が入力されると、復調部の位相同期が確立する前にフレーム同期を確立する必要があるため、遅延検波を行う。この遅延検波では、先ずTMCC部分に含まれるフレーム同期信号の差動符号化パターンを探す。そして差動符号化フレーム同期信号を検出すると、前方保護及び後方保護によって信頼性の高いフレーム同期信号を再生する。

【0013】再生されたフレーム同期信号を基準として、タイミング生成回路59はゲート信号を生成して保持回路56、62に与える。引き込み時や低C/N時には、タイミング生成回路59は図8(b)に示すようなゲート信号を出力する。即ち低C/N時ではBPSKでの伝送が保証されているTMCCと、BPSKバーストの期間のみでゲートを開く。また、8PSKの伝送が可能なC/N領域では、図8(c)に示すようなゲート信号を出力する。即ち、高C/N時では全シンボルに対してゲートを開く。C/Nが劣化し、8PSKの伝送が行えない状態になると、TMCCの復号結果に基づいて、QPSKやBPSKのスロットが伝送されている場合にはそのスロットでのみゲートを開く。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】PSK復調器においては、8PSK/QPSK/BPSKの時分割多重変調信号を受信するので、伝送路のC/Nが0dB付近まで安定に変調信号を受信できるようにする必要がある。また、アナログBS放送に使用されている既設のパラボラアンテナを利用して、デジタル放送を受信することを

想定すると、位相雑音特性の悪い旧型のコンバータでも変調信号を安定に受信できるよう、PSK復調器の機能を向上する必要がある。

【0015】しかしながら従来例の構成では、位相雑音特性が悪く、かつ伝送路のC/Nが低い場合には、TMCCとBPSKバースト以外の位相誤差信号が得られない期間で、搬送波再生ループが不安定になり、安定した受信ができなくなるという問題点があった。

【0016】また、受信時のC/Nに応じて、搬送波再生ループの位相誤差検出に用いるシンボルに段階的に制限を加えるとする。例えば検出に用いるシンボル数を、高C/Nから低C/Nにかけて、8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSKに、更にBPSKに制限を加えるとする。このような条件でC/N値が変化するとき、位相数の大きいPSK信号から生成した信頼性の低い位相誤差と、位相数の小さいPSK信号から生成した信頼性の高い位相誤差との間で極性が異なってしまう場合が発生する。この場合は搬送波再生ループが破綻するという問題点が生じる。

【0017】破綻する理由を図10を用いて説明する。図10は搬送波再生ループの位相誤差検出器において検出される受信シンボル(○で示す)と、各符号点(●で示す)との位相誤差との関係を示す説明図である。図10(a)は搬送波再生ループで8PSK+QPSK+BPSKの全シンボルをトラッキングに使用できる状態、即ち受信C/Nの高い場合の説明図である。このとき、位相誤差 $\phi_{err}$ は8PSKの位相誤差検出が可能な範囲 $\pm\pi/8$ よりも小さいので、受信シンボルが時分割多重されている8PSK及びQPSKのいずれであっても、位相誤差検出器は正しい位相誤差 $\phi_{err}$ を検出することができる。従って搬送波再生ループは正常に動作する。

【0018】一方、図10(b)は搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSKに制限する境界付近の受信C/Nの低い場合の説明図である。このようなC/N領域では、位相誤差 $\phi_{err}$ が8PSKの位相誤差検出が可能な範囲 $\pm\pi/8$ を超える場合もあり、図10(b)はその場合の受信シンボル位置を図示している。このとき、受信シンボルがQPSKの場合には正しい位相誤差 $\phi_{err}$ を検出できるが、受信シンボルが8PSKの場合には本来の位相誤差 $\phi_{err}$ ではなく、誤った位相誤差である $-(\pi/4 - \phi_{err})$ が位相誤差として検出されてしまう。従って時分割多重されている8PSKとQPSKが、それぞれ反対符号の位相誤差を搬送波再生部へ出力することになり、搬送波再生ループが破綻してしまう。

【0019】また、位相雑音特性の悪いコンバータに対応するために、搬送波再生ループの利得を高い値に設定すると、ループ雑音が増大し、位相雑音特性が良い場合でも低C/Nでの受信ができなくなるという問題点があ

った。

【0020】また、トラッキングに用いるシンボルを受信C/Nに応じて変更しても搬送波再生ループを破綻させないために、2段の縦続接続した搬送波再生ループの1段目を、階層伝送の有無にかかわらずTMCCとBPSKバースト部分のみでトラッキングさせることにすると、階層伝送されておらず、搬送波再生ループが破綻しない場合においても、1段目の搬送波再生ループのトラッキング精度が低下して、高C/N領域でのビット誤り率が劣化するという問題点があった。

【0021】また、この2段の縦続接続した搬送波再生ループの2段目において、階層伝送の有無にかかわらず、設定された受信C/Nでトラッキングに用いるシンボルを変更すると、切替え点においてビット誤り率が不連続に劣化するため、階層伝送されていない場合でも切替え点で受信不能になるという問題点があった。

【0022】

【0023】請求項1～4の発明は、低C/N、かつ、高位相雑音の条件下でも安定に受信できるようにすると共に、受信C/Nに応じて搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを段階的に制限しても、安定に受信できるようにすることを目的とする。

【0024】また、請求項5～8の発明は、請求項1～4の目的に加えて、受信信号に含まれる位相雑音量に応じて搬送波再生ループの利得を自動的に最適値になるように制御することを目的とする。

【0025】また、請求項9の発明は、振幅方向平均誤差と位相方向平均誤差との比を演算することにより、n相PSK変調信号に含まれる位相雑音量を検出することを目的とする。

【0026】

【0027】

【0028】

【0029】

【課題を解決するための手段】本願の請求項1の発明は、受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調器であって、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の復調手段と、前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の復調手段とを備え、前記第1の復調手段は、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、前記第2の復調手段は、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を

生成することを特徴とするものである。

【0030】本願の請求項2の発明は、受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成することを特徴とするものである。

【0031】本願の請求項3の発明は、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とすると、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算し第1の復調信号を出力する第1の複素乗算器と、前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみにおいて、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持した信号を出力する第1の位相誤差検出器と、前記第1の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて第1の再生搬送波を生成し、前記第1の再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に出力する第1の数値制御発振器と、前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算し第2の復調信号を出力する第2の複素乗算器と、前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持した信号を出力する第2の位相誤差検出器と、前記第2の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて第2の再生搬送波を生成し、前記第2の再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に出力する第2の数値制御発振器と、を具備することを特徴とするものである。

【0032】本願の請求項4の発明は、受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、第1の搬送波再生ループとして、時分割多重されたn相PSK

変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とすると、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算して第1の復調信号を出力し、前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみにおいて、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持し、前記第1の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第2の入力信号である第1の再生搬送波を生成し、第2の搬送波再生ループとして、前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算して第2の復調信号を出力し、前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持し、前記第2の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第4の入力信号である第2の再生搬送波を生成することを特徴とするものである。

【0033】本願の請求項5の発明は、受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調器であって、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の復調手段と、前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の復調手段とを備え、前記第1の復調手段は、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、前記第2の復調手段は、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成し、前記第2の複素復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比に応じて、前記第2の復調手段を構成する搬送波再生ループのループ利得を設定することを特徴とするものである。

【0034】本願の請求項6の発明は、受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号からなる複素入力信号と第1の再生搬送波とを複素乗算して位相同期を確立し、第1の複素復調信号を出力する第1の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみで検出した前記第1の複素復調信号と当該

理想受信点との第1の位相誤差から前記第1の再生搬送波を生成し、前記第1の複素復調信号と第2の再生搬送波とを複素乗算して位相方向ジッタを補正し、第2の複素復調信号を出力する第2の搬送波再生ループにおいて、前記複素入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間で検出した前記第2の複素復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差から前記第2の再生搬送波を生成し、前記第2の複素復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差の比に応じて、前記第2の搬送波再生ループのループ利得を設定することを特徴とするものである。

【0035】本願の請求項7の発明は、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とすると、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算し第1の復調信号を出力する第1の複素乗算器と、前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみにおいて、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持した信号を出力する第1の位相誤差検出器と、前記第1の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第1の低域通過フィルタと、前記第1の低域通過フィルタの出力に応じて第1の再生搬送波を生成し、前記第1の再生搬送波を前記第2の入力信号として前記第1の複素乗算器に出力する第1の数値制御発振器と、前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算し第2の復調信号を出力する第2の複素乗算器と、前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出して出力し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持した信号を出力する第2の位相誤差検出器と、前記第2の位相誤差検出器の出力から雑音成分を除去する第2の低域通過フィルタと、前記第2の低域通過フィルタの出力に応じて第2の再生搬送波を生成し、前記第2の再生搬送波を前記第4の入力信号として前記第2の複素乗算器に出力する第2の数値制御発振器と、を具備し、前記第2の復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比に応じて、前記第2の低域通過フィルタの利得を設定することを特徴とするものである。

【0036】本願の請求項8の発明は、受信信号から搬送波を再生し復調するPSK復調方法であって、第1の搬送波再生ループとして、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸の

信号を第1の入力信号とし、前記第1の入力信号の位相誤差を補正する信号を第2の入力信号とすると、前記第1の入力信号と前記第2の入力信号とを複素乗算して第1の復調信号を出力し、前記第1の入力信号の内、最低位相数のPSK変調信号期間のみに於いて、前記第1の復調信号と当該理想受信点との第1の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第1の位相誤差を保持し、前記第1の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第2の入力信号である第1の再生搬送波を生成し、第2の搬送波再生ループとして、前記第1の復調信号を第3の入力信号とし、前記第3の入力信号の位相誤差を補正する信号を第4の入力信号とすると、前記第3の入力信号と前記第4の入力信号とを複素乗算して第2の復調信号を出力し、前記第1の入力信号の内、少なくとも最低位相数のPSK変調信号を含む期間において、前記第2の復調信号と当該理想受信点との第2の位相誤差を検出し、それ以外の期間は前記第2の位相誤差を保持し、前記第2の位相誤差信号の高域の雑音成分を除去した信号に応じて前記第4の入力信号である第2の再生搬送波を生成し、前記第2の復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比に応じて、前記第2の搬送波再生ループのループ利得を設定することを特徴とするものである。

【0037】本願の請求項9の発明は、時分割多重されたn相PSK変調信号を直交検波してデジタル化したI軸及びQ軸からなる複素入力信号から搬送波を再生して復調することにより複素復調信号を得るPSK復調方法における位相雑音検出方法であって、最低位相数のPSK変調信号期間のみで、前記複素復調信号の当該理想受信点に対する振幅方向及び位相方向の平均誤差を検出し、検出した前記振幅方向平均誤差と前記位相方向平均誤差との比を演算することにより、前記n相PSK変調信号に含まれる位相雑音を検出することを特徴とするものである。

【0038】尚、時分割多重されたn相PSK変調信号は、例えばBPSK、QPSK、8PSKで構成され、各PSKの伝送多重制御信号をTMCCとすると、1フレームの先頭にBPSKでTMCCが伝送され、データのスロット間にBPSKバーストが伝送されるBSデジタル放送に適用されるものとする。

【0039】

【0040】請求項1～4の構成によれば、搬送波再生ループを2段縦続に接続し、1段目の搬送波再生ループは受信C/NによらずTMCCとBPSKバースト部分での位相誤差信号のみでループを動作させ、2段目の搬送波再生ループは受信C/Nに応じて8PSK/QPSK/BPSKのシンボルを段階的に制限して用いて位相誤差信号を得てループを動作させる。

【0041】請求項5～8の構成によれば、入力信号の

位相雑音量を、復調信号の符号点からの振幅方向及び位相方向の誤差の比によって検出して、2段目の搬送波再生ループのループ利得を最適な値に自動的に調整する。

【0042】請求項9の方法によれば、振幅方向平均誤差と位相方向平均誤差との比を演算することにより、n相PSK変調信号に含まれる位相雑音を検出する。

【0043】

【0044】

【0045】

10 【0046】

【発明の実施の形態】以下、本発明の各実施の形態におけるPSK復調器及びPSK復調方法並びに位相雑音検出方法について、図面を参照しつつ説明する。

（実施の形態1）

本発明の実施の形態1におけるPSK復調器のブロック図を図1に示す。このPSK復調器は、複素乗算器1、NCO2、低域通過フィルタ(LPF)3、平均回路4、位相誤差検出器5、ゲート発生器6、C/N検出器7、I軸信号の入力端子101、Q軸信号の入力端子102、I軸復調信号の出力端子103、Q軸復調信号の出力端子104を含んで構成される。

【0047】尚、本実施の形態のPSK復調器の構成は、直交検波、AFCループまでは図7に示す従来例と同じであるので、これらの部分は図示を省略している。即ち、図7に示す直交検波器52、複素乗算器53、帯域制限フィルタ54、周波数誤差検出器57、保持回路56、NCO55で構成される部分は共通であり、図1の入力端子101、102には、図7の帯域制限フィルタ54の出力信号が入力されるものとする。

30 【0048】搬送波の周波数誤差が補正された複素ベースバンド信号は、図1の入力端子101及び102を介して複素乗算器1に入力される。複素乗算器1は、搬送波再生ループにより制御されたNCO2の出力と、複素ベースバンド信号との複素乗算により、微少な周波数誤差と位相誤差を補正し、位相同期を確立した復調信号を出力するものである。

【0049】複素乗算器1で位相同期が確立したI、Qベースバンド信号は、夫々出力端子103、104から出力されると同時に、位相誤差検出器5に入力される。位相誤差検出器5は、入力された複素信号と最も近い符号点との位相誤差を検出して出力する。なお、位相誤差検出器5は、ゲート発生器6からの制御信号により、時分割多重伝送される8PSK/QPSK/BPSKに対応して、符号点の位相数を8/4/2と切り替える。

【0050】平均回路4は、位相誤差検出器5の出力をNシンボル毎に平均して出力する。例えば図8のフレーム構造の変調信号を受信する場合は、4シンボル毎の平均を出力する。こうすると、引き込み時や低C/N時でTMCCとBPSKバーストのみのシンボルしか搬送波再生に使用できない場合も、BPSK部分のみで算出し

た位相誤差が得られる。なお、シンボル毎の位相誤差を使用するか捨てるかは、ゲート発生器6からのゲート信号により決定される。算出した平均値は、次の4シンボルの位相誤差の平均値が演算できるまでの期間、平均回路4で保持される。例えば、図8(b)に示すゲート信号(低C/N時)の場合は、m番目のBPSKバースト4シンボルに続く203シンボルと、(m+1)番目のBPSKバースト4シンボルの合計207シンボルの期間は、m番目のBPSKバースト部分での位相誤差の平均値を保持する。

【0051】なお、平均値の算出方法として、例えば位相誤差検出器5の出力が8ビットのデジタル信号で与えられ、4シンボルの平均を求めるときは、10ビットの累積加算器を用意する。これに4シンボル分の各8ビットデータを加算すると、最大10ビットの結果が得られるので、その上位8ビットを取り出すことで容易に平均値が得られる。

【0052】平均回路4の出力はLPF3に入力されて雑音成分が除去される。LPF3の構成を図4に示す。この構成は所謂完全積分型のLPFである。LPF3は乗算器301、302、加算器303、305、ラッチ回路(D)304を含んで構成される。ラッチ回路304はシンボルクロックに同期して加算器303の出力を保持するラッチ回路であり、その出力は加算器305と303に与えられる。図1の平均回路4の出力が乗算器301、302に入力されると、乗算器301では定数 $\alpha$ が乗算されて加算器305に入力され、乗算器302では定数 $\beta$ が乗算され、加算器303に入力される。加算器303とラッチ回路304とは累積加算器を構成している。加算器305での加算結果はLPF3の出力となって図1のNCO2に入力される。なお、乗算器301、302の機能は、定数 $\alpha$ 、 $\beta$ の値が2のべき乗の場合、乗算器への入力信号をビット単位でシフトして出力することで容易に実現できる。

【0053】NCO2の構成を図5に示す。本図に示すようにNCO2は、累積加算器203、ROM201、ROM202を含んで構成される。ROM201は位相入力をCOS値に変換するROMテーブルである。ROM202は位相入力をSIN値に変換するROMテーブルである。図5のNCO2に入力された瞬時周波数誤差信号は、累積加算器203で積分されて瞬時位相信号となる。この瞬時位相信号は、ROM201、202により複素ベクトルに変換されて、図1の複素乗算器1へ入力される。以上で搬送波再生の負帰還ループが構成され、搬送波の位相同期が確立される。

【0054】さて図1のC/N検出器7は位相誤差検出器5の出力より、受信C/N情報を抽出するものである。即ち、C/N検出器7は、位相誤差検出器5の出力の符号点からのずれの絶対値の平均を用いて(符号点からのずれの自乗平均でも良い)C/Nを検出して、その

結果をゲート発生器6へ出力する。なお、C/N検出器7は、低C/Nから高C/Nまでの検出を可能とするために、BPSK期間のみをモニタするものとする。

【0055】次にゲート発生器6は、図7のフレーム同期回路58とタイミング生成回路59の機能を合わせたものである。即ち、複素乗算器1の入力信号を遅延検波することにより、搬送波の周波数同期及び位相同期前にフレーム同期信号の差動符号化パターンを検出し、前方及び後方保護によって信頼性の高いフレーム同期信号を再生する。ゲート発生器6は、再生されたフレーム同期信号を基準として、図8(b)、(c)に示すようなゲート信号を生成し、図1の平均回路4へ出力する。このゲート信号は、C/N検出器7から得られる受信C/N情報に応じて、位相誤差を生成可能なシンボル期間のみで位相誤差を求め、それ以外の期間はその値を保持するように平均回路4に指示する信号である。引き込み時や低C/N時には、図8(b)のゲート信号に示すように、BPSKでの伝送が保証されているTMCCとBPSKバーストの期間のみでゲートを開く。また、8PSKの伝送が可能なC/N領域では、図8(c)のゲート信号に示すように、全シンボルに対してゲートを開く。C/Nが8PSKの伝送が行えないような値の場合は、TMCCの復号結果に基づいて、QPSKやBPSKのスロットが伝送されている場合には、そのスロットではゲートを開くようにする。またゲート発生器6は、以上の動作と同時に、TMCC信号を復号した情報に基づいて、受信信号が8PSK/QPSK/BPSKの何れであるかを位相誤差検出器5にリアルタイムに指示する。

【0056】以上のように本実施の形態によれば、低C/N時において位相誤差信号が得られないTMCCとBPSKバースト部分以外での受信時刻には、最も近い過去のTMCC又はBPSKバースト部分での位相誤差信号の平均値を用いて搬送波再生ループを動作させることができる。このため、低C/N、高位相雑音の条件下においても、安定に搬送波再生を行うことができる。なお、低C/Nまで搬送波再生を安定に動作させるために、受信C/Nの低下に応じてLPF3の利得を下げる(定数 $\alpha$ 、 $\beta$ を小さくする)ことも有効である。

【0057】(実施の形態2)次に本発明の実施の形態2におけるPSK復調器について説明する。本実施の形態におけるPSK復調器のブロック図を図2に示す。このPSK復調器には、第1の搬送波再生ループとして第1の複素乗算器1、第1のNCO2、第1の低域通過フィルタ(LPF)3、第1の平均回路4、第1の位相誤差検出器5が設けられ、第2の搬送波再生ループとして第2の複素乗算器10、第2のNCO11、第2のLPF12、第2の平均回路13、第2の位相誤差検出器14が設けられている。更にこのPSK復調器には、ゲート発生器6、C/N検出器7、I軸信号の入力端子101、Q軸信号の入力端子102、I軸復調信号の出力端



子103、Q軸復調信号の出力端子104が設けられている。

【0058】直交検波、AFCループまでの構成は図7に示す構成と同じであるので、これらの部分は図示を省略している。即ち、図7の直交検波器52、複素乗算器53、帯域制限フィルタ54、周波数誤差検出器57、保持回路56、NCO55で構成される部分は共通であり、図2の入力端子101、102には、図7の帯域制限フィルタ54の出力信号が入力されるものとする。

【0059】図2において、複素乗算器1、位相誤差検出器5、平均回路4、LPF3、NCO2で構成される1段目の搬送波再生ループは、実施の形態1と同じであるので説明を省略する。またゲート発生器6、C/N検出器7の機能も実施の形態1と同じである。唯一の違いは、位相誤差検出器5が常にBPSKモードで動作している点である。このためゲート発生器6から位相誤差検出器5への制御信号はない。

【0060】また、複素乗算器10、位相誤差検出器14、平均回路13、LPF12、NCO11で構成される第2の搬送波再生ループも、各々の構成要素の機能を含めて実施の形態1と同じである。唯一、LPF12の構成はLPF3とは異なっており、その構成例を図6に示す。このLPF12では、平均回路13からの出力に対して乗算器1201において定数 $\gamma$ を乗算して、図2のNCO11に出力するようになっている。

【0061】搬送波の周波数誤差が補正された複素ベースバンド信号は、入力端子101及び102を介して第1の搬送波再生ループに入力される。第1の搬送波再生ループは、実施の形態1の場合とは異なり、受信C/Nに無関係に常にTMCCとBPSKバースト部分のみで位相誤差信号を生成して搬送波再生を行う。つまり、ゲート発生器6から平均回路4へのゲート信号は、図8(b)のゲート信号に固定される。

【0062】第1の搬送波再生ループは狭帯域ループとして動作するため、第1の搬送波再生ループでは位相同期は確立するが、受信信号の位相雑音成分が大きい場合は、復調出力信号の位相方向のジッタが大きくなる。ただし、第1の搬送波再生ループでは、受信C/Nの低下に応じて搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを、8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSK、更にBPSKへと段階的に制限する必要がなくなり、切り替えC/N付近における搬送波再生ループの破綻を防止できる効果がある。

【0063】第2の搬送波再生ループには、第1の搬送波再生ループの出力信号が与えられる。第2の搬送波再生ループはゲート発生器6とC/N検出器7とを用い、実施の形態1と同様に、C/Nに応じて8PSK/QPSK/BPSKのシンボルを段階的に制限して位相誤差信号を得る方法で動作する。第2の搬送波再生ループは、図6のLPF12の構成からも判るように、広帯域

ループとなる。また、LPF12の内部には積分項がないために過去に受信したシンボルの影響を受けず、受信C/Nの低下に応じて搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを、8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSK、更にBPSKへと段階的に制限しても、切り替えC/N付近における搬送波再生ループの破綻が発生し難いといえる。従って第1の搬送波再生ループから通過した位相雑音成分による位相方向のジッタ成分を効果的に補正し、位相同期を確立した復調信号を出力端子103、104へ出力することができる。

【0064】以上のように本実施の形態によれば、搬送波再生ループを2段連続に接続し、1段目の搬送波再生ループは、C/NによらずTMCCとBPSKバースト部分での位相誤差信号のみでループを動作させ、2段目の搬送波再生ループは、C/Nに応じて8PSK/QPSK/BPSKのシンボルを段階的に制限して位相誤差信号を得てループを動作させるようにしている。こうして低C/Nかつ高位相雑音の条件下でも、変調信号を安定に受信可能とすると同時に、C/Nに応じて2段目の搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを切り替えても、安定に変調信号を受信することができる。

【0065】なお、図2の平均回路4、13を削除すると、低C/Nかつ高位相雑音の条件での復調器の性能は若干低下する。しかし許容できるならば、削除した構成も可能である。また、低C/Nまで搬送波再生を安定に動作させるために、受信C/Nの低下に応じてLPF3の利得(定数 $\alpha$ 、 $\beta$ )と、LPF12の利得(定数 $\gamma$ )を下げることも有効である。

【0066】(実施の形態3)次に本発明の実施の形態3におけるPSK復調器について説明する。本実施の形態におけるPSK復調器のブロック構成を図3に示す。このPSK復調器には、実施の形態2の場合と同様に第1の搬送波再生ループとして、第1の複素乗算器1、第1のNCO2、第1の低域通過フィルタ(LP F)3、第1の平均回路4、第1の位相誤差検出器5が設けられている。またこのPSK復調器には、第2の搬送波再生ループとして、第2の複素乗算器10、第2のNCO11、第2のLPF12、第2の平均回路13、第2の位相誤差検出器14に加えて、誤差検出器20、除算器21、制御回路22が設けられている。またPSK復調器には、図2に示すものと同様にゲート発生器6、C/N検出器7、I軸信号の入力端子101、Q軸信号の入力端子102、I軸復調信号の出力端子103、Q軸復調信号の出力端子104が設けられている。

【0067】誤差検出器20、除算器21、制御回路22以外の部分の動作は、実施の形態2と同様なので、説明を省略する。第2の搬送波再生ループの復調出力信号が誤差検出器20に入力されると、誤差検出器20は、最も近い符号点との振幅方向及び位相方向の誤差の絶対

21

値の平均を求める（自乗平均でもよい）。尚、位相方向の誤差は位相誤差検出器14から得てもよい。この誤差を検出するシンボルは、低C/Nまでの検出を可能とするために、BPSKシンボルに限定する。

【0068】除算器21では、位相方向の誤差の絶対値の平均を $\theta_{err}$ とし、振幅方向の誤差の絶対値の平均を $R_{err}$ とすると、除算により比 $\theta_{err}/R_{err}$ を求める。観測されるコンスタレーションと $\theta_{err}/R_{err}$ の関係を図11に示す。制御回路22では、受信状態を判定するための閾値THLを設定し、図11(a)に示すように $\theta_{err}/R_{err} > THL$ の場合は、位相方向に復調信号が広がっているため、位相雑音によるジッタが大きいと判断する。そして第2の搬送波再生ループのLPF12の利得を上げる（ $\gamma$ を大きくする）。逆に、図11(b)に示すように $\theta_{err}/R_{err} < THL$ の場合は、位相雑音によるジッタは小さいと判断し、LPF12の利得を下げる（ $\gamma$ を小さくする）。

【0069】以上のように本実施の形態によれば、実施の形態2の効果に加えて、受信信号の位相雑音量に応じて、常に最適なループ利得を自動的に設定することができる。なお、平均回路4、13を削除すると、低C/Nかつ高位相雑音の条件での復調器の性能は若干低下する。しかし許容できるならば、削除した構成も可能である。なお、低C/Nまで搬送波再生を安定に動作させるために、受信C/Nの低下に応じてLPF3の利得（定数 $\alpha$ 、 $\beta$ ）と、LPF12の利得（定数 $\gamma$ ）を下げることも有効である。また、誤差検出器20、除算器21、制御回路22の機能の全て又は一部を、マイクロコンピュータ等を用いてソフトウェアで実行してもよい。

【0070】なお、以上の実施の形態では、PSK変調信号に対して位相雑音の影響を $\theta_{err}/R_{err}$ によって検出する方法を示した。しかし、他のQAM等の変調方式でも位相雑音の影響を同様に検出することができる。例えばQAMではI、Q軸上にシンボルがないので、直線 $I = -Q$ 、 $I = Q$ 上のシンボルに限定して $\theta_{err}$ 、 $R_{err}$ を求めるようにすると、演算が容易である。これらの直線 $I = -Q$ 、 $I = Q$ 上のシンボルは、45度回転させるという比較的簡単な演算により、I軸、Q軸上に移動させることができるからである。

【0071】ここで、実施の形態2、3のゲート発生器6において、搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを受信C/Nの低下に応じて制限する方法について、数種類の変形例を補足説明する。

【0072】まず、C/Nに応じたシンボルの制限方法について、これまで述べてきた基本形を更に詳細に説明する。常に存在し、常にBPSK伝送が保証されているTMCCとBPSKバースト部分のシンボルについては、全てのC/N領域に渡ってBPSKをトラッキングに使用する。また高C/N領域では、8PSKとQPSKとBPSKの全スロットをトラッキングに使用する。

22

中C/N領域では、8PSK以外のスロット、すなわちQPSKとBPSKのスロットをトラッキングに使用するが、それらの変調モードが含まれない場合は、TMCCとBPSKバースト部分のみをトラッキングに使用する。同様に低C/N領域では、BPSKスロットのみをトラッキングに使用するが、BPSKスロットが含まれない場合は、TMCCとBPSKバースト部分のみをトラッキングに使用する。なお、QPSKには5種類の符号化率で使用可能であるが、トラッキングに際しては符号化率による区別はせずに、全てのQPSKスロットとして同等に扱う。

【0073】まず、1段目の搬送波再生ループに注目する。1段目の搬送波再生ループは、8PSK、QPSK、BPSKが時分割多重で混在する場合、すなわち階層伝送されている場合は、前述したようにトラッキングに使用するシンボルを受信C/Nに応じて、8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSK、更にBPSKへと段階的に制限すると、トラッキングの切り替えC/N付近において破綻が生じ易い。ただし、階層伝送されていない場合は、全てのスロットが8PSKであり、TMCCとBPSKバースト部分のBPSKを除けば、変調方式の混在がない。従って高C/N領域で全シンボルをトラッキングに使用しても、トラッキングの切り替えC/N付近、すなわち高C/Nと中C/Nの境界においては破綻が生じることは少ない。

【0074】従来例で説明したように受信機では、復号したTMCC情報の「伝送モード/スロット情報」を参照することにより、複数の変調方式が同時に使用されているかどうか、つまり階層伝送がされているかどうかを知ることができる。そこで「伝送モード/スロット情報」の復号結果により階層伝送されていないと判明した場合は、1段目の搬送波再生ループも高C/N領域では全シンボルを用いてトラッキングするように変更する。ただし、階層伝送されていると判明した場合には、上記実施の形態2、3で述べたように全C/N領域に渡ってTMCCとBPSKバーストのみでトラッキングを行う。このような適応的な処理により、階層伝送されていない場合は、高C/N領域では全シンボルによるトラッキングを行うことにより、トラッキング精度が向上してビット誤り率が改善される。このような制御方法を（方法1）と呼ぶ。

【0075】次に、2段目の搬送波再生ループに注目する。2段目の搬送波再生ループは、トラッキングに使用するシンボルを、受信C/Nに応じて8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSK、更にBPSKへと段階的に制限しても、トラッキングの切り替えC/N付近において破綻し難い。ただし、トラッキングに使用するシンボル数の減少によりトラッキング精度が劣化するので、切り替えC/N付近で不連続にビット誤り率が劣化する。

【0076】図12は8PSKスロット（高階層）の受信C/N対ビット誤り率特性を示したグラフである。図の実線は高C/Nと中C/Nの切替え点を、 $C/N = C/N0$ に設定している場合である。そこで階層伝送されていない場合は、切替えC/Nを $C/N0$ より低C/N側の $C/N1$ にシフトして、ビット誤り率を改善することを考える。

【0077】受信機ではTMCC情報の「伝送モード／スロット情報」および「相対TS／スロット情報」を参照することにより、衛星の一つの中継器で伝送されている複数のTSの各TS毎に、階層伝送されているかどうかを知ることができる。さらに「相対TS／TS番号対応表」を参照することにより、現在選択しているTSとの対応をつけることができる。このプロセスで現在選択しているTSが階層伝送されていないと判明した場合には、2段目の搬送波再生ループでトラッキング方法を切り換える高C/Nと中C/Nの切替え点を、図12の $C/N = C/N1$ に変更する。なお、階層伝送されている場合は $C/N = C/N0$ で切替える。階層伝送を行っている場合は、復号した映像等に劣化が出始める前に、少々高め

のC/Nで現在の階層より誤り耐性の強い変調方式の階層のサービスに切り換える。トラッキングについても、8PSKを使用できる限界C/Nよりも少し高めの $C/N = C/N0$ で切替えを行う。一方、階層伝送をしていない場合は、8PSKの受信限界がそのままサービス限界となるので、8PSKを使用できる限界 $C/N = C/N1$ にトラッキング切替えC/Nをシフトする。これにより、図12の点線に示すように、8PSKの受信限界C/N付近でのビット誤り率が改善されてサービス限界も改善される。なお、（方法1）と同様にTMCC情報の「伝送モード／スロット情報」のみを参照して全TSをまとめて階層伝送されているかどうかで切替えC/Nを変化させてもよい。このように切替えC/Nは、階層伝送されている場合は $C/N0$ とし、階層伝送されていない場合は $C/N1$ とする。このような制御方法を（方法2）と呼ぶ。

【0078】以上の（方法1）と（方法2）は、それぞれ1段目の搬送波再生ループ、2段目の搬送波再生ループに関する処理で独立なので同時に用いてもよい。ただし、同時に用いることができるのは、全TSについて階層伝送されていない場合に限る。このように同時に用いる制御方法を（方法3）と呼ぶ。

【0079】実施の形態2、3で述べた基本的な方法に対して、（方法1）、（方法2）、（方法3）を組み合わせ使用することが可能である。なお、（方法2）、（方法3）の組み合わせにより、階層伝送の有無を参照してトラッキング制御を切り換える場合は、図12の実線と点線の差で示されるように、切替えC/N付近でビット誤り率が改善される。低品質ながら低C/Nまでサービスを継続できる低階層と、高品質であるが高C/N

でしかサービスができない高階層のどちらを選択して復号するか切替えをビット誤り率で行う場合は、図12に示すようにトラッキング制御の切替えと同時にビット誤り率のスレシールドを $THL0$ から $THL1$ に切替える。 $THL0$ が階層伝送ありのとき、 $THL1$ が階層伝送なしのときである。階層伝送なしの場合は、低階層がないので常に高階層を選択するようにしてもよい。

【0080】なお、実施の形態1、2、3では、C/N検出器7は位相誤差検出器の出力の符号点からのずれの絶対値の平均を用いてC/Nを検出していたが、受信ベクトルの絶対値の平均と受信ベクトルの自乗の平均からC/Nを検出する方法を用いてもよい。この演算方法の詳細は特開平9-023250号に述べられている。

【0081】また、実施の形態1、2、3のC/N検出器7は、誤り率測定回路で置き換えてもよい。誤り率と受信C/Nの間には1対1の対応があるからである。一般的に用いられる誤り率測定の方法は、I軸復調信号の出力端子103とQ軸復調信号の出力端子104にビタビ復号器を接続し、ビタビ復号前の受信シンボルの硬判定結果と、ビタビ復号後のデータを再畳み込みして得られるシンボルとを比較することにより、シンボル誤り率又はビット誤り率を求めるものである。ビタビ復号後の誤り率が0になるようなC/N領域では、この方法により正確に誤り訂正前の誤り率を受信機単独で求めることができる。ただし、低C/N領域まで信頼性の高い誤り率測定を行うためには、測定に用いるシンボルをBPSKシンボルに限定する必要がある。

【0082】また、実施の形態1、2、3のゲート発生器6による受信C/Nに応じたトラッキング方法の切替えについては、例えば $C/N = C/N0$ で8PSK+QPSK+BPSKからQPSK+BPSKに切り換えるのではなく、 $C/N = C/N0$ から $C/N = C/N0 - X0$ （ $X0$ ：正の一定値）の範囲で、8PSKスロットの位相誤差に適当な関数を用いて重みづけをして、徐々に8PSKの寄与を減らしていくような切替え方法を用いても良い。

【0083】なお、PSK復調器の構成としては、直交検波、AFCループの後段に、実施の形態1、2、3で説明した図1、2、3の搬送波再生ループが接続される形態を基本型として説明した。直交検波、AFCループは、例えば図7に示す直交検波器52、複素乗算器53、帯域制限フィルタ54、周波数誤差検出器57、保持回路56、NCO55を含んで構成される。PSK復調器の構成の変形として、AFCループと搬送波再生ループが2重ループになる構成も考えられる。以下に三つの異なった例をあげる。

【0084】一つ目の例として、図1では帯域制限フィルタ54の出力信号は従来通り複素乗算器1に入力されているが、周波数誤差検出器57の入力端及びゲート発生器6の入力端と、複素乗算器1の出力端とを接続して



もよい。この場合のブロック図を図13に示す。尚、図13の構成要素は、図1及び図7に示したものと同一であるため、詳細な説明は省略する。ここで、AFCループの周波数補正動作時は、搬送波再生ループの補正動作を停止させるものとする。

【0085】二つ目の例として、図2、3では帯域制限フィルタ54の出力信号は従来通り複素乗算器1に入力されているが、周波数誤差検出器57の入力端及びゲート発生器6の入力端と、複素乗算器1の出力端とを接続してもよい。この場合のブロック図を図14及び図15並びに図16及び図17に示す。尚、図14～図17の構成要素は、図1、図2及び図3に示したものと同一であるため、詳細な説明は省略する。ここでも、AFCループの周波数補正動作時は、搬送波再生ループの補正動作を停止させるものとする。

【0086】三つ目の例として、図2、3で、帯域制限フィルタ54の出力信号は従来通り複素乗算器1に入力されているが、周波数誤差検出器57の入力端及びゲート発生器6の入力端と、複素乗算器10の出力端とを接続してもよい。この場合のブロック図を図18及び図19並びに図20及び図21に示す。尚、図18～図21の構成要素は、図1、図2及び図3に示したものと同一であるため、詳細な説明は省略する。ここでも、AFCループの周波数補正動作時は、搬送波再生ループの補正動作を停止させるものとする。

【0087】

【0088】

【発明の効果】請求項1～4記載の発明によれば、低次のn相PSK変調信号を用いて位相誤差信号の平均値を算出し、その平均値で搬送波再生ループを動作させるので、低C/N、高位相雑音の条件下においても安定に搬送波再生を行うことができる。またこのような効果に加えて、搬送波再生ループを2段縦続に接続し、1段目の搬送波再生ループはC/Nによらず低次のn相PSK変調信号を用いてループを動作させ、2段目の搬送波再生ループはC/Nに応じて高次のn相PSKのシンボルを段階的に制限して位相誤差信号を得てループを動作させることにより、C/Nに応じて2段目の搬送波再生ループのトラッキングに使用するシンボルを切替えても安定に受信することができる。

【0089】請求項5～8記載の発明によれば、請求項1～4記載の発明の効果に加えて、受信信号の位相雑音量に応じて常に最適なループ利得を自動的に設定することができる。

【0090】

【0091】

【0092】

【0093】請求項9記載の発明によれば、振幅方向平均誤差と位相方向平均誤差との比を演算することにより、n相PSK変調信号に含まれる位相雑音量を検出す

ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1におけるPSK復調器の要部構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の実施の形態2におけるPSK復調器の要部構成を示すブロック図である。

【図3】本発明の実施の形態3におけるPSK復調器の要部構成を示すブロック図である。

【図4】本発明の実施の形態1、2、3におけるLPFのブロック図である。

【図5】本発明の実施の形態1、2、3におけるNCOのブロック図である。

【図6】実施の形態2、3の搬送波再生ループにおけるLPFのブロック図である。

【図7】従来例のPSK復調器の構成例を示すブロック図である。

【図8】変調信号のフレーム構成と、復調器で生成するゲート信号との関係を示すタイミング図である。

【図9】TMCC情報のビット配分を示す説明図である。

【図10】多相PSK信号の搬送波再生部で検出される位相誤差と受信C/Nとの関係を示す模式図である。

【図11】位相雑音が復調後のコンスタレーションに及ぼす影響を示す模式図である。

【図12】高階層信号のビット誤り率と受信C/Nとの関係を示す特性図である。

【図13】実施の形態1におけるPSK復調器の変形例を示すブロック図である。

【図14】実施の形態2におけるPSK復調器の変形例1を示すブロック図（その1）である。

【図15】実施の形態2におけるPSK復調器の変形例1を示すブロック図（その2）である。

【図16】実施の形態3におけるPSK復調器の変形例1を示すブロック図（その1）である。

【図17】実施の形態3におけるPSK復調器の変形例1を示すブロック図（その2）である。

【図18】実施の形態2におけるPSK復調器の変形例2を示すブロック図（その1）である。

【図19】実施の形態2におけるPSK復調器の変形例2を示すブロック図（その2）である。

【図20】実施の形態3におけるPSK復調器の変形例2を示すブロック図（その1）である。

【図21】実施の形態3におけるPSK復調器の変形例2を示すブロック図（その2）である。

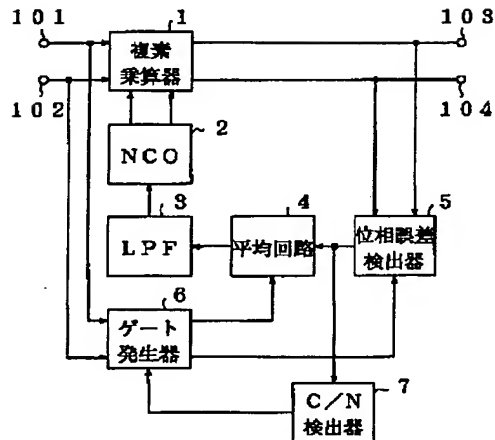
【符号の説明】

- 1、10 複素乗算器
- 2、11 NCO
- 3、12 LPF
- 4、13 平均回路
- 5、14 位相誤差検出器

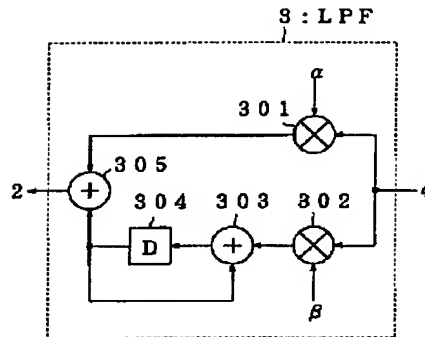
6 ゲート発生器  
 7 C/N検出器  
 20 誤差検出器  
 21 除算器  
 22 制御回路  
 101, 102 入力端子

\* 103, 104 出力端子  
 201, 202 ROM  
 203 累積加算器  
 301, 302, 1201 乗算器  
 303, 305 加算器  
 \* 304 ラッチ回路

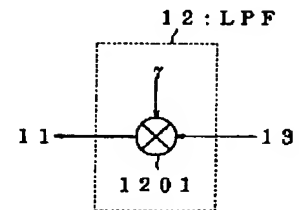
【図1】



【図4】

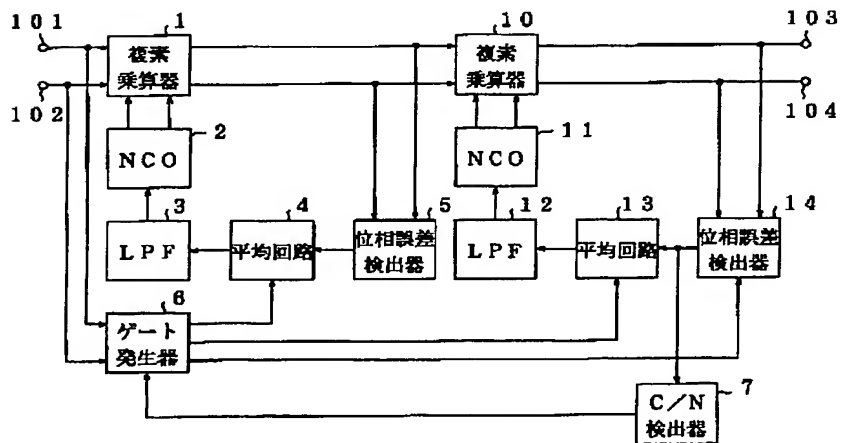


【図6】

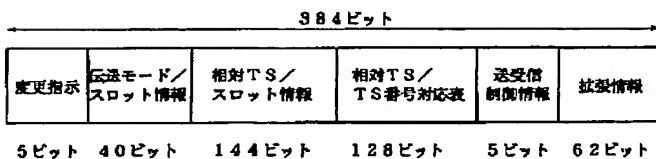


【図5】

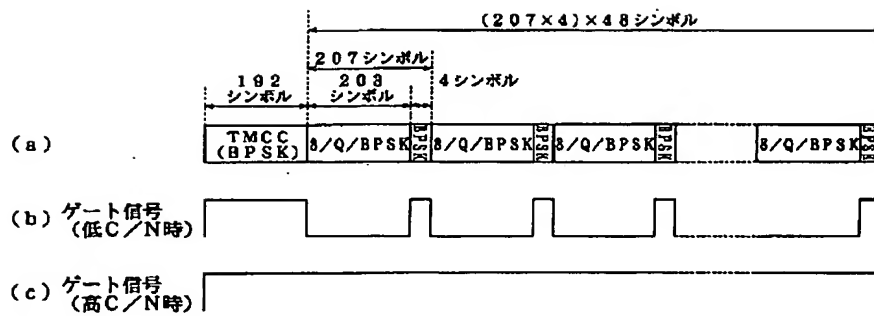
【図2】



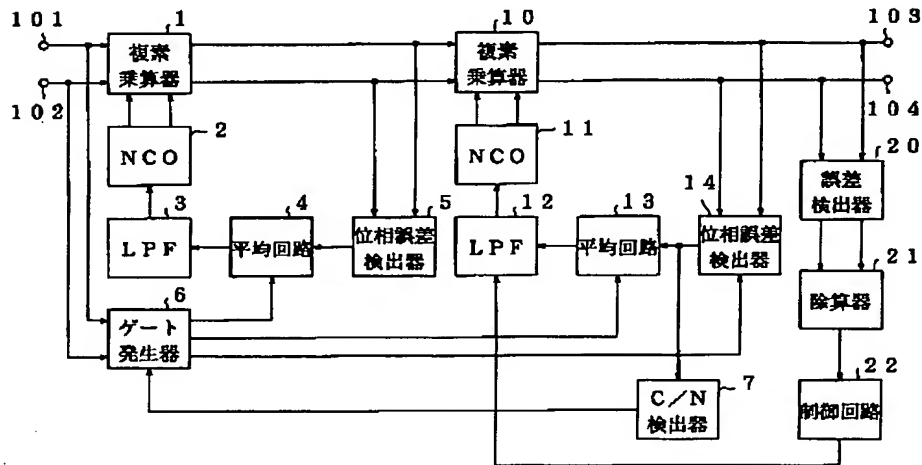
【図9】



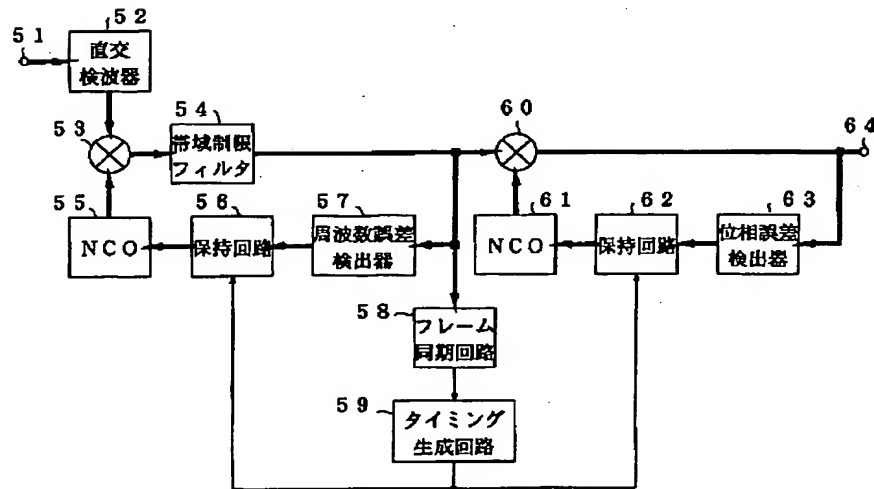
【図8】



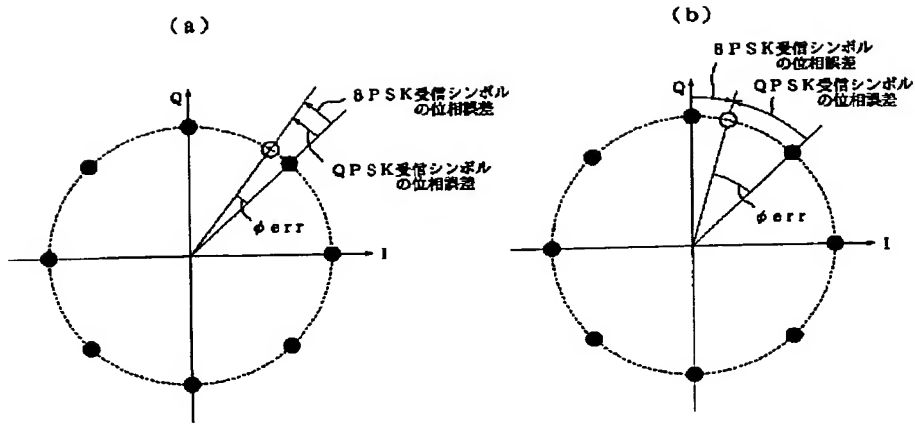
【図3】



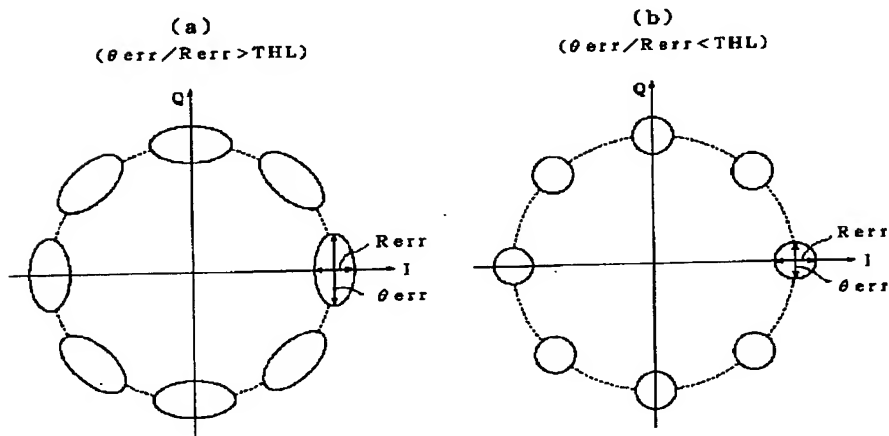
【図7】



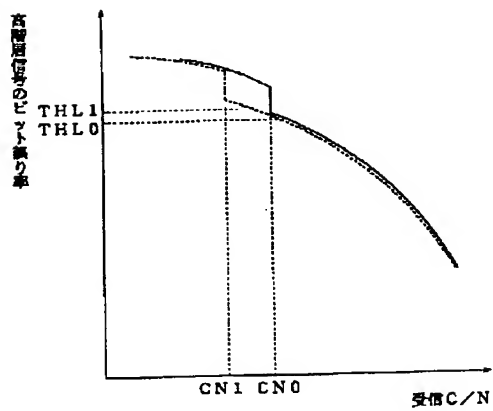
【図10】



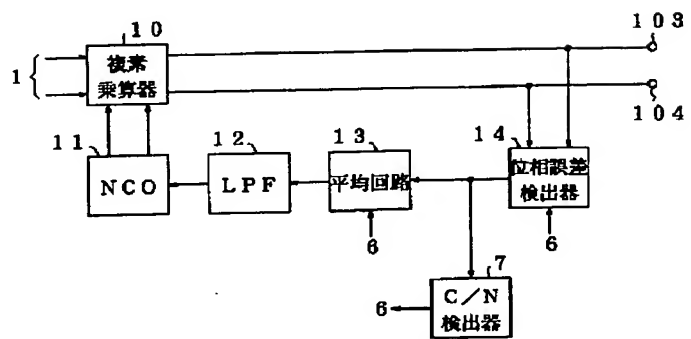
【図11】



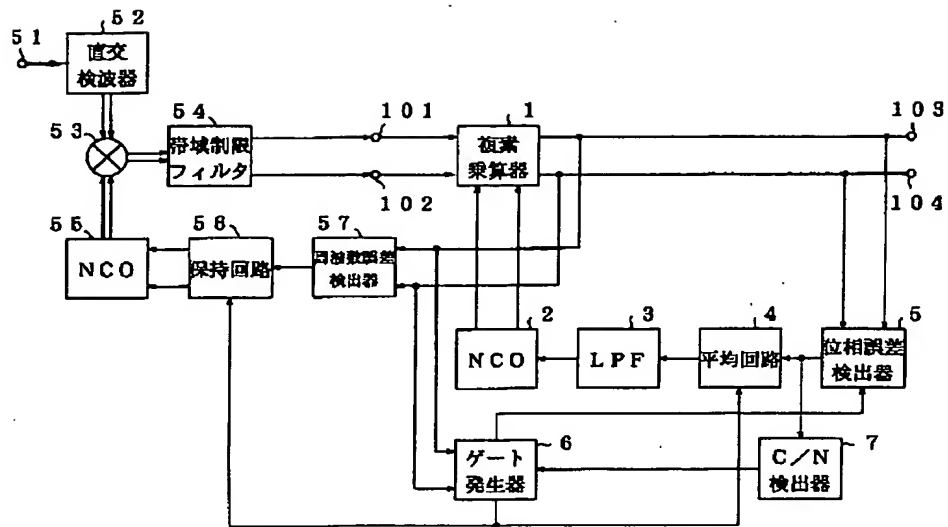
【図12】



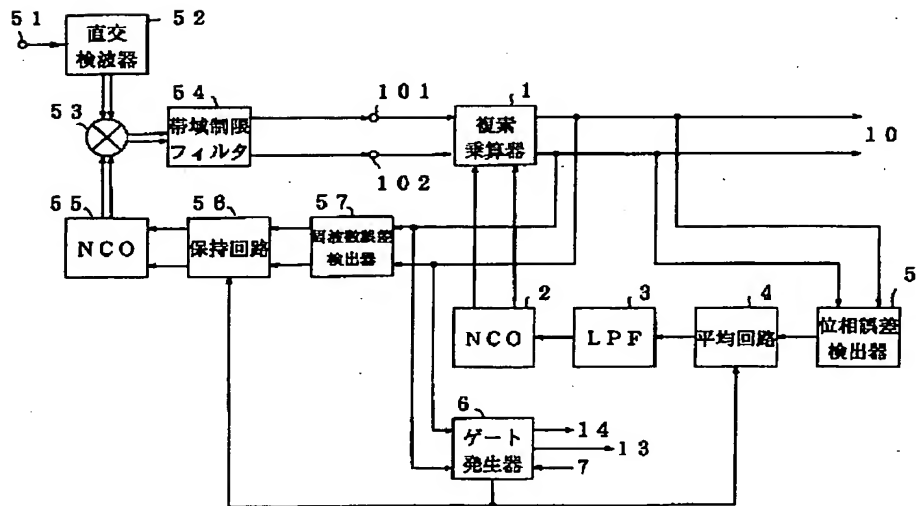
【図15】



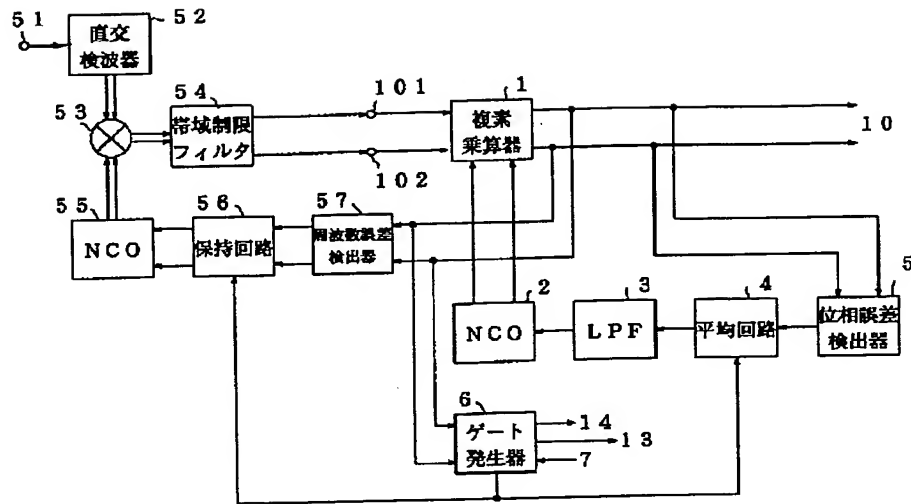
【図13】



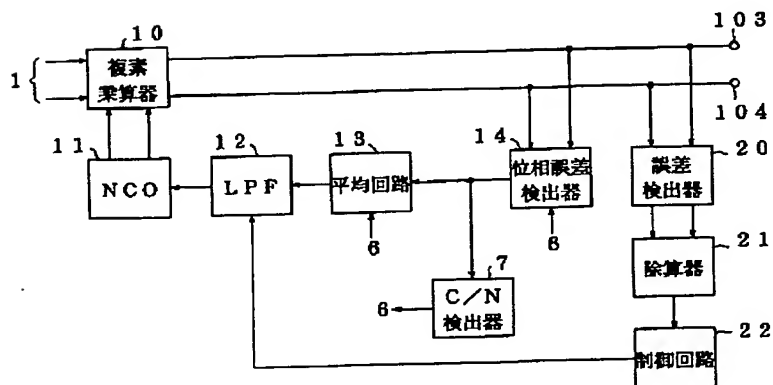
【図14】



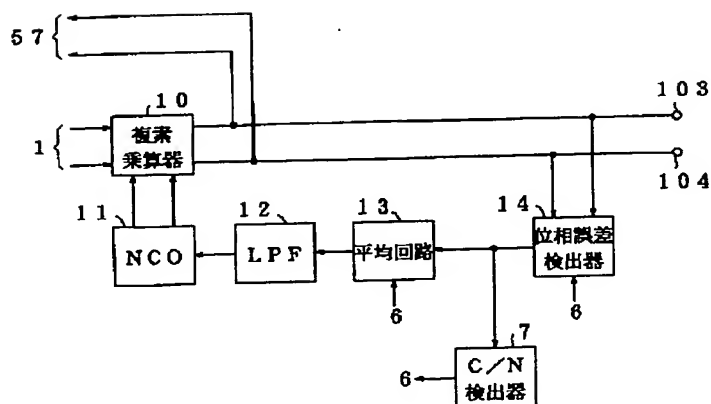
【図16】



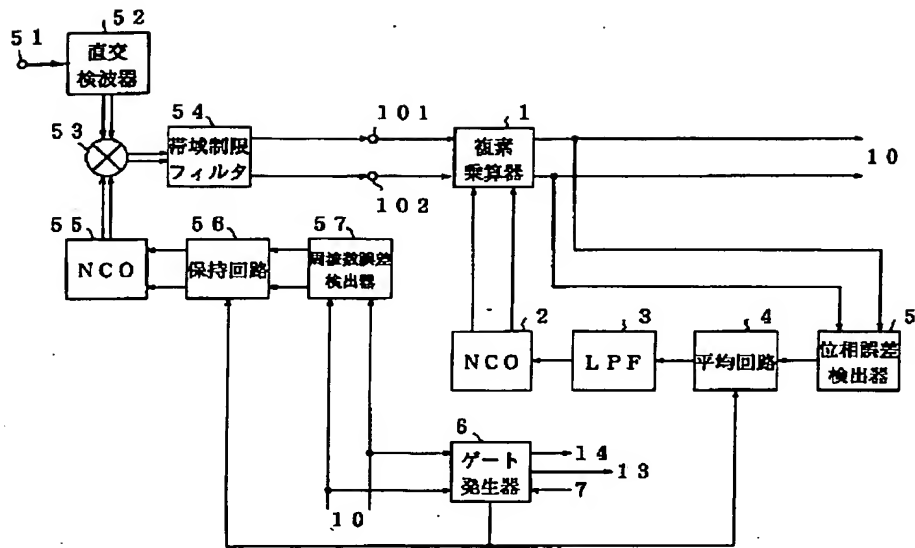
【図17】



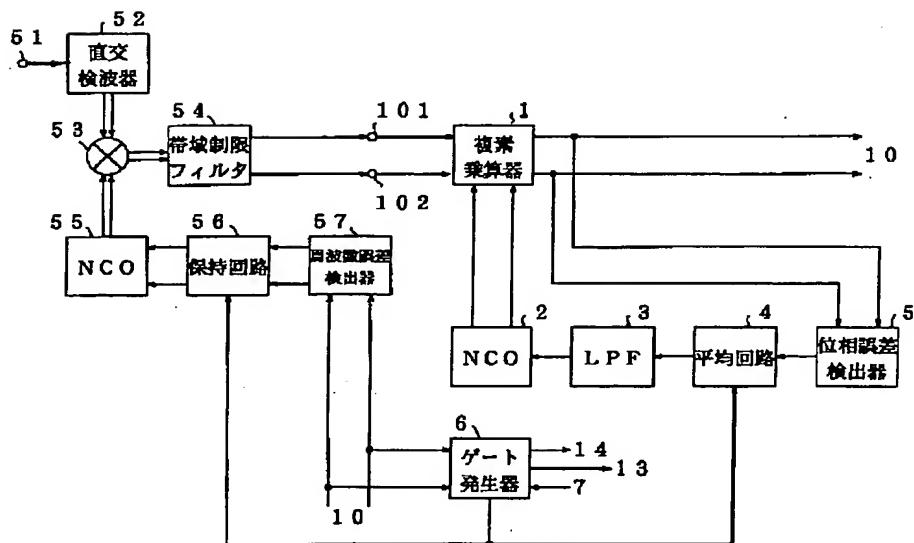
【図19】



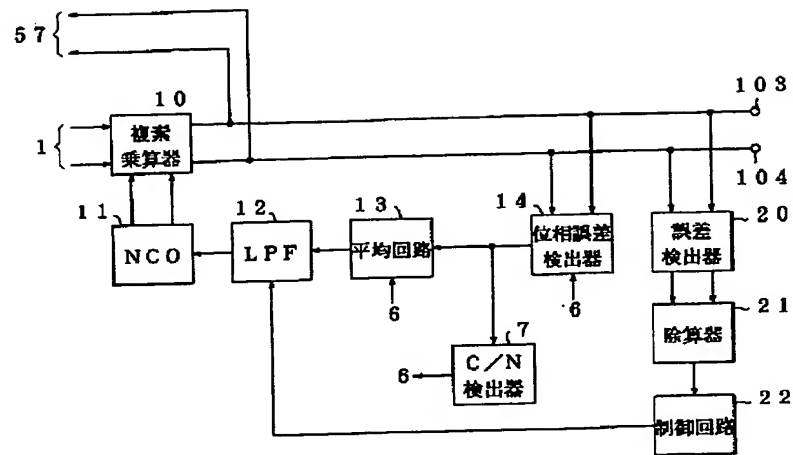
【図18】



【図20】



【図21】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開 平11-98342 (J P, A)  
特開 平2-46045 (J P, A)

(58)調査した分野(Int.Cl.<sup>7</sup>, D B名)  
H04L 27/00 - 27/38



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**